

UNIVERSITÉ de CAEN/BASSE-NORMANDIE

U.F.R : Sciences

ÉCOLE DOCTORALE : SIMEM

THÈSE

présentée par

M. ETAIX Geoffroy

et soutenue

le 12 Mai 1999

en vue de l'obtention du

DOCTORAT de l'UNIVERSITÉ de CAEN

Spécialité : Traitement du signal et des images

(Arrêté du 30 Mars 1992)

Titre :

Étude et développement d'un dispositif non-interceptif de mesure d'intensité du faisceau du GANIL de haute résolution ($<1\text{nA}$) et de haute précision ($<1\%$)

Directeur de thèse : M. Éric BARON

JURY

M. Daniel BLOYET (président)
M. Jean AUBERT (rapporteur)
M. Jacques OKSMAN (rapporteur)
M. Éric BARON
M. François LOYER
M. Bernard TAMAIN

UNIVERSITÉ de CAEN/BASSE-NORMANDIE

U.F.R : Sciences

ÉCOLE DOCTORALE : SIMEM

THÈSE

présentée par

M. ETAIX Geoffroy

et soutenue

le 12 Mai 1999

en vue de l'obtention du

DOCTORAT de l'UNIVERSITÉ de CAEN

Spécialité : Traitement du signal et des images

(Arrêté du 30 Mars 1992)

Titre :

Étude et développement d'un dispositif non-interceptif de mesure d'intensité du faisceau du GANIL de haute résolution ($<1\text{nA}$) et de haute précision ($<1\%$)

Directeur de thèse : M. Éric BARON

JURY

M. Daniel BLOYET (président)
M. Jean AUBERT (rapporteur)
M. Jacques OKSMAN (rapporteur)
M. Éric BARON
M. François LOYER
M. Bernard TAMAIN

REMERCIEMENTS

En premier lieu, ma reconnaissance va à la direction du GANIL, Messieurs Daniel Guerreau et Jérôme Fouan ainsi qu'à l'ensemble du personnel du secteur exploitation pour m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont accepté de faire partie de mon jury de thèse : Messieurs Daniel Bloyet le président, Jean Aubert et Jacques Oksman les rapporteurs, Éric Baron, François Loyer et Bernard Tamain.

Un très grand merci à Éric Baron, directeur de thèse, et François Loyer, responsable de thèse, qui ont pris la responsabilité de m'encadrer et qui m'ont permis de rédiger ce mémoire. J'espère avoir acquis un peu de leur rigueur.

Ce travail a nécessité la collaboration du groupe électronique machine, du bureau d'étude mécanique et du groupe informatique. Je remercie toutes ces personnes qui ont participé de près ou de loin au bon déroulement de cette thèse. Une attention particulière va à Éric Petit, Christophe Jamet et Gabi Tichoux. Leur aide quotidienne, aussi bien dans la réalisation que dans la conception, a été primordiale dans la réussite de cette thèse.

Toute ma sympathie va, bien entendue, à mes collègues thésards et docteurs avec qui j'ai partagé une expérience passionnante et enrichissante : la création d'une association visant à promouvoir notre formation. Merci à tous les membres de DPhy et surtout bonne continuation !

Enfin, merci à la personne qui m'est très chère et qui n'a cessé de croire en moi, Stéphanie Étaix. Merci à mes parents qui m'ont toujours soutenu depuis tant d'années !

La dernière démarche de la raison est de reconnaître qu'une infinité de choses la surpasse.
PASCAL

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION.....	3
I. PRÉSENTATION DU PROBLÈME	5
I.1. Besoins Actuels dans le domaine des diagnostics d'intensité	6
I.1.1. Particularités du faisceau d'ions de GANIL.....	6
I.1.2. Nécessité d'une mesure d'intensité	11
I.1.3. Principe de fonctionnement du diagnostic de faisceau.....	12
I.1.4. Exigences d'aujourd'hui.....	16
I.1.5. Spécifications visées.....	17
I.2. Description des méthodes existantes.....	18
I.2.1. Transformateurs d'intensité AC Basse Fréquence.	18
I.2.2. Transformateurs d'intensité AC Haute Fréquence ou FCT	19
I.2.3. Transformateur à courant de compensation.....	21
I.2.4. Comparateur cryogénique de courants (CCC).....	22
I.2.5. Wall Current Monitor (WCM)	23
I.2.6. Comparaison et analyse.....	24
II. SOLUTION À BASE DE TRANSFORMATEURS D'INTENSITÉ HAUTE FRÉQUENCE	27
II.1. Présentation du transformateur d'intensité	28
II.1.1. Principe de fonctionnement.....	28
II.1.2. Caractéristiques intrinsèques du transformateur d'intensité haute fréquence	28
II.2. Recherche d'une solution optimale de traitement du signal et choix.....	32
II.2.1. Forme du signal.....	32
II.2.2. Extraction d'une harmonique	35
II.2.3. Extraction de l'amplitude crête crête.....	36
II.2.4. Extraction de l'aire	37
II.2.5. Analyse.....	37
II.3. Validation.....	38
II.3.1. Caractéristiques mesurées hors ligne	38
II.3.2. Caractéristiques mesurées en ligne	42
II.4. Conclusion.....	51
III. SOLUTION À BASE DE SONDÉS CAPACITIVES.....	53
III.1. Présentation de la sonde capacitive	54
III.1.1. Principe de fonctionnement	54
III.1.2. Description et choix du type de sonde	56
III.1.3. Caractéristiques d'une sonde active.....	58
III.2. Recherche d'une solution optimale de traitement du signal et choix.....	69
III.2.1. Extraction d'une harmonique.....	69
III.2.2. Extraction de l'amplitude crête crête	69

III.2.3. Extraction de l'aire.....	70
III.2.4. Analyse	71
III.3. Validation en ligne	72
III.3.1. Conditions d'expérience	72
III.3.2. Résultats.....	74
III.4. Conclusion.....	77
IV. CONCEPTION DE LA CHAÎNE DE MESURE.....	79
IV.1. Mesure de l'intensité moyenne à l'aide d'une détection synchrone	80
IV.2. Analyse de la détection synchrone.....	82
IV.2.1. Principe	82
IV.2.2. Extraction de l'aire de l'impulsion par détection synchrone	82
IV.2.3. Réduction de l'influence du bruit aléatoire par détection synchrone.	84
IV.2.4. Influence des parasites H.F. synchrones sur la mesure.....	88
IV.3. étude d'une optimisation de la chaîne de mesure.....	91
IV.3.1. Principe	91
IV.3.2. Optimisation de la chaîne de mesure et résolution attendue avec un transformateur d'intensité	92
IV.3.3. Optimisation de la chaîne de mesure et résolution attendue avec une sonde capacitive	93
V. RÉALISATION, VALIDATION ET CHOIX	95
V.1. Conditions expérimentales	96
V.1.1. Technologie.....	96
V.1.2. Conditions en ligne	96
V.1.3. Outil d'étalonnage.....	97
V.2. Validation.....	99
V.2.1. Résolution mesurée	99
V.2.2. Effet des variations de l'extension en phase d'un paquet sur la mesure.....	99
V.3. Choix	102
BILAN ET PERSPECTIVES.....	103
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	105

INTRODUCTION

Au GANIL (Grand Accélérateur National d'Ions Lourds), des faisceaux d'ions lourds sont produits et accélérés pour réaliser des expériences de physique fondamentale. Le contrôle de la conduite des ions s'effectue par l'intermédiaire de diagnostics de faisceau¹ qui mesurent les caractéristiques du faisceau.

Mesurer l'intensité moyenne du faisceau de manière non-interceptive est un moyen de régler et surveiller l'accélérateur de façon continue. Pour cela, il est nécessaire de connaître avec précision le flux de particules accélérées (mesure absolue) et les écarts d'intensité (mesure relative) en un point ou en plusieurs points.

Les mesures non-interceptives de l'intensité se font à l'aide de transformateurs d'intensité basse fréquence. Ce type de capteur est sensible au champ magnétique qui accompagne le faisceau et qui induit dans un circuit secondaire un courant BF proportionnel à l'intensité du faisceau. Les inconvénients de ce diagnostic sont les suivants :

- les bruits BF (vibrations, 50Hz...) perturbent la mesure
- une résolution de 1nA_{eff} nécessaire à la mesure des faibles intensités et à l'optimisation des rendements de transmission des ions de l'accélérateur est atteinte difficilement
- le faisceau a besoin d'être haché pour que le transformateur fonctionne

Les performances de ce type de transformateur sont déjà optimisées. Pour répondre aux spécifications exigeant une résolution inférieure à 1nA_{eff} et une précision inférieure à 1%, un nouveau dispositif de mesure d'intensité doit donc être développé.

Les seuls diagnostics envisageables au GANIL pour la mesure d'intensité de manière non-interceptive sont des capteurs sensibles au champ magnétique (transformateurs d'intensité) et au champ électrique (électrodes capacitatives). Cette thèse traite de l'étude théorique et expérimentale de ces deux types de capteurs qui doivent mesurer l'intensité moyenne dans une large gamme comprise entre quelques nA et $70\mu\text{A}$.

Le premier chapitre, essentiellement descriptif, répond aux objectifs suivants :

- présenter les caractéristiques du faisceau (structure temporelle, spatiale, en phase...)
- apporter des informations sur les diagnostics de faisceau et en particulier les diagnostics d'intensité
- exposer les exigences d'aujourd'hui et définir les caractéristiques visées
- décrire et choisir plusieurs mises en œuvre qui répondent au mieux aux spécifications

¹ C'est une traduction littérale de l'expression « beam diagnostic ». Par abus de langage et pour se soumettre à une pratique courante, nous employons souvent le terme de diagnostic à la place de « instrumentation de faisceau » qui serait plus approprié.

Le deuxième et troisième chapitre concerne l'étude théorique des transformateurs d'intensité et des électrodes capacitatives appliqué au GANIL.

Un calcul numérique ou analytique des tensions de sortie de ces deux capteurs en fonction des caractéristiques du faisceau (forme, intensité, vitesse...) est entrepris. Compte tenu des spécifications, cette étude permet de s'orienter vers un traitement du signal qui extrait l'intensité moyenne du faisceau. Pour chaque type de capteur, les calculs sont validés expérimentalement.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception de la chaîne de mesure. Nous présenterons une optimisation de la chaîne en fonction des exigences explicitées au premier chapitre.

Le dernier chapitre présente les résultats obtenus avec les deux types de capteurs HF. Les remarques déduites des caractéristiques de chaque capteur conduiront vers une solution pratique.

Enfin une brève conclusion permettra d'introduire quelques perspectives d'améliorations ou développements envisagés.

I. PRÉSENTATION DU PROBLÈME

I.1. BESOINS ACTUELS DANS LE DOMAINE DES DIAGNOSTICS D'INTENSITÉ

I.1.1. PARTICULARITÉS DU FAISCEAU D'IONS DE GANIL

Le GANIL se présente comme un ensemble de trois cyclotrons en cascade qui accélère des faisceaux d'ions lourds depuis le Carbone jusqu'à l'Uranium. Les ions sont produits à partir d'atomes par une source de type ECR¹. Le premier étage accélérateur est constitué d'un cyclotron compact (C01 ou C02) qui sert d'injecteur au premier cyclotron à secteur séparé (CSS1). Les ions sont ensuite portés à un état de charge plus élevé par épluchage puis accélérés jusqu'à l'énergie finale d'utilisation par le second cyclotron à secteurs séparés (CSS2). Enfin, le faisceau est dirigé vers les aires d'expériences à travers un spectromètre qui mesure l'énergie des ions. Sur la figure I-1, un schéma de l'accélérateur présente l'injection axiale², les cyclotrons C0 et CSS et les lignes L1, L2 et L3.

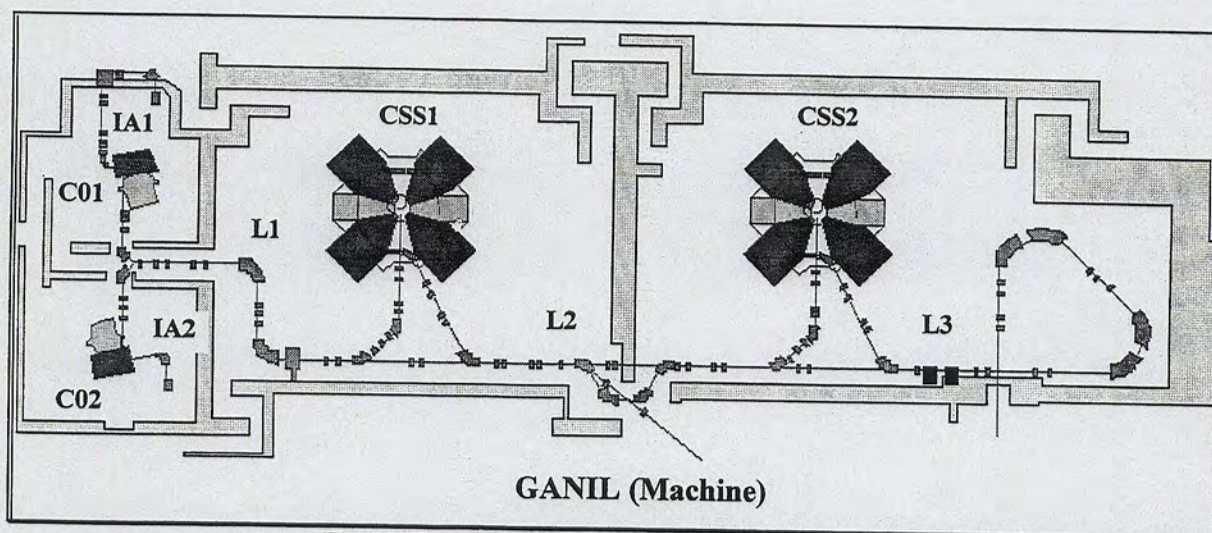


Figure I-1 : Schéma de l'accélérateur GANIL

Le faisceau possède des caractéristiques (intensité, énergie, état de charge...) qui évoluent selon les sections de l'accélérateur. L'énergie maximale pour les ions les plus légers est de 95MeV/n³ et pour les plus lourds de 24MeV/n.

Les expériences de physique, conduites au GANIL, requièrent des intensités, des dispersions en énergie, des dimensions de faisceau particulières. Ceci exige un réglage d'excellente qualité et une surveillance accrue de l'ensemble sources - lignes de transfert - cyclotrons.

Les sources utilisées actuellement au GANIL délivrent un faisceau continu qui, accéléré, a une intensité maximum comprise actuellement entre 2×10^{12} pps⁴ pour le ¹²C et

¹ Electronic Cyclotronic Resonance

² Portion de ligne entre la source et le C0 notée IA sur la figure I-1

³ 1 MeV/n = 10^6 eV par nucléon (protons et neutrons du noyau)

1 eV = $1.6 \cdot 10^{-19}$ J est l'énergie qu'acquiert un électron sous une différence de potentiel d'1 V

⁴ Particules Par Seconde

10^9 pps pour ^{238}U en sortie de CSS2. Le projet THI¹ vise à augmenter ces intensités du faisceau d'un facteur quinze pour les ions les plus légers. La puissance maximale des faisceaux en sortie de CSS2 passera alors de 400 W à 6 kW.

Le faisceau du GANIL, après passage du groupeur et/ou du cyclotron injecteur C0, possède les caractéristiques décrites ci-après.

I.1.1.1. Caractéristiques temporelles du faisceau

Dans l'espace temporel, nous caractérisons le faisceau par l'intensité instantanée $i(t)$ (densité de charges temporelle). Elle est de forme impulsionnelle de longueur τ et périodique de période $T=1/F$ (figure I-2).

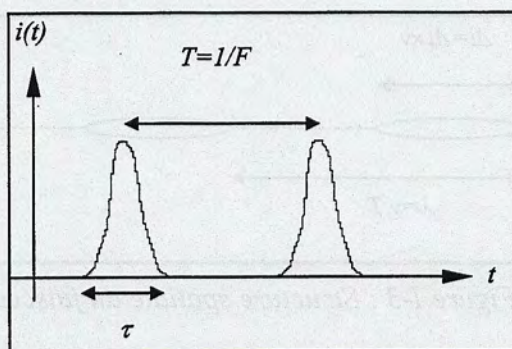


Figure I-2 : Structure temporelle du faisceau

La fréquence des paquets est engendrée par le système accélérateur (cavités résonnantes). Elle est définie par :

$$F = \frac{h}{2\pi r} c \sqrt{1 - \frac{W_0^2}{(W - W_0)^2}} = \frac{h}{2\pi r} v \quad (I-1)$$

avec

r : le rayon d'extraction d'un cyclotron (0.488m dans le C0 et 3m dans les CSS)

h : l'harmonique² d'un cyclotron (3 dans C0, 5 dans CSS1 et 2 dans CSS2).

Elle détermine le nombre de paquets par tour

W_0 : l'énergie de repos des ions

c : la vitesse de la lumière

W : l'énergie

v : la vitesse des ions

Cette fréquence varie en fonction de l'énergie (ou de la vitesse) et du type d'ions accéléré de 7MHz à 14MHz, ce qui correspond à une période T de 140ns à 70ns.

La largeur temporelle du paquet, τ est définie de plusieurs manières :

- au pied, Δt
- à mi hauteur
- en écart type σ : caractéristique mathématique de la largeur du paquet

¹ Transport des Hautes Intensités

² rapport entre la fréquence HF et la fréquence de révolution

Elle peut être exprimée en extension en phase pour être indépendante de la fréquence :

$$\varphi(^{\circ}) = 360 \cdot F \cdot \tau \quad (I-2)$$

Dans les chapitres II et III, la largeur est définie au pied et en extension en phase. En moyenne, elle est de $\sim 20^{\circ}$, ce qui correspond à une largeur temporelle de $\sim 6\text{ns}$ pour une fréquence de 10MHz.

I.1.1.2. Caractéristiques spatiales du faisceau

Les ions ayant une vitesse v , la structure temporelle se retrouve dans la structure spatiale.

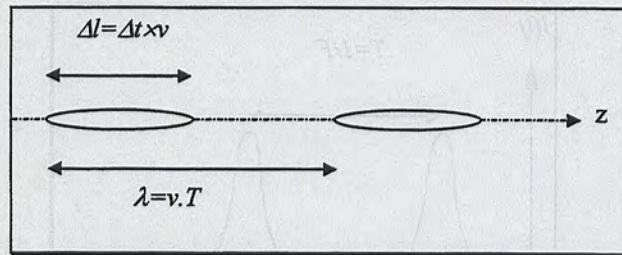


Figure I-3 : Structure spatiale du faisceau

La largeur transverse du faisceau définie par son profil vertical et horizontal fluctue entre 5 et 50mm en fonction de l'émittance et des éléments focalisants ou défocalisants installés sur les lignes (quadripôles installés sur les lignes pour maîtriser le faisceau).

Les paquets de longueur physique Δl sont séparés de λ
 avec $\Delta l = v \times \Delta t$

(I-3)

$$\text{et } \lambda = v.T = \frac{v}{F} = \frac{2\pi \cdot r}{h}$$

(I-4)

Cette distance est donc constante pour un cyclotron donné.

I.1.1.3. Charge totale d'un paquet

Si Q_T est la charge totale d'un paquet d'ions sur un volume V alors

$$Q_T = \iiint_V \rho(x, y, z) \cdot dV$$

(I-5)

avec $\rho(x, y, z)$ la densité de charges volumique d'un paquet d'ions

et sur une période T

$$Q_T = \int_T i(t) dt$$

(I-6)

avec $i(t)$ l'intensité instantanée

Q_T/T est l'intensité moyenne du faisceau \bar{I}

Une façon de relier les caractéristiques temporelle et spatiale du faisceau est de considérer la densité de charges d'un paquet.

I.1.1.4. Constantes et variables des paramètres d'un paquet au cours de son accélération

De manière succincte, décrivons les constantes et les variables des différentes longueurs d'un paquet.

Seuls les ions possédant une phase inscrite dans la fenêtre en phase du cyclotron, $\Delta\varphi$, sont éjectés. Le cyclotron étant isochrone, toutes les particules entrant dans le cyclotron avec une phase donnée ressortent avec la même phase.

Pour concentrer les particules dans la fenêtre d'acceptance en phase du cyclotron et finalement augmenter le rendement du nombre de particules éjectées par rapport au nombre injectées, un groupeur¹ est inséré avant le cyclotron. Ce dispositif agit comme une lentille temporelle et permet d'obtenir un paquet en entrée du cyclotron avec une extension en phase $\Delta\varphi_e \leq \Delta\varphi$.

D'après les relations I-2, I-3 et I-4, la longueur physique d'un paquet peut s'exprimer ainsi :

$$\Delta l = \frac{2\pi \cdot r}{h} \times \frac{\Delta\varphi}{360} \quad (I-7)$$

Le rapport $\Delta l / \Delta\varphi$ est donc constant dans une ligne donnée mais est différent pour chaque ligne.

Pour une extension en phase fixée, la longueur spatiale d'un paquet, Δl , définie en I-7, évolue en fonction de la ligne de transfert de l'accélérateur mais est indépendante de la fréquence (figure I-4). Par contre, pour une extension en phase donnée, la longueur temporelle, Δt , est fonction de la fréquence (figure I-5).

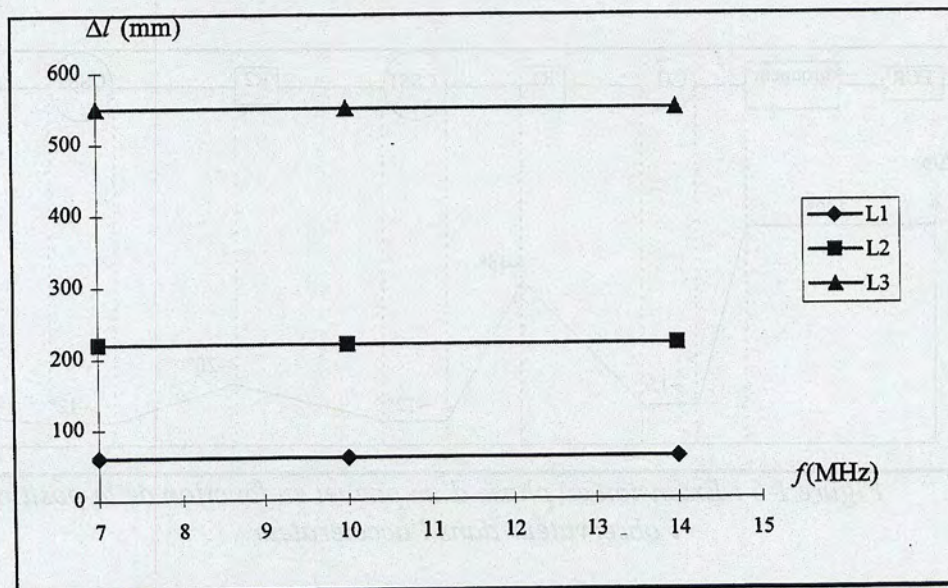


Figure I-4 : Longueurs spatiales d'un paquet en fonction des lignes de transfert et de la fréquence pour une extension en phase de 21°

¹ Dans l'injection axiale, le groupeur a pour effet de regrouper le faisceau continu en une succession de paquets. Dans les lignes L1 et L2, il s'agit de regroupeurs R1 et R2.

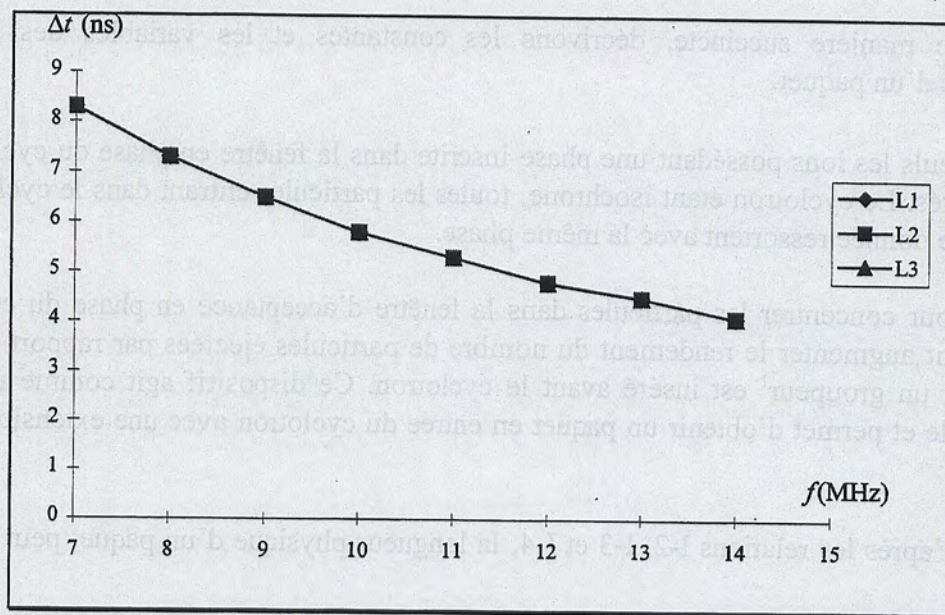


Figure I-5 : Longueurs temporelles d'un paquet en fonction des lignes de transfert et de la fréquence pour une extension en phase de 21°

Pour des raisons que nous n'expliquons pas en détail ici, un paquet est constitué de particules avec des vitesses légèrement différentes. Cette dispersion de vitesse de l'ordre de 10^{-3} fait évoluer l'extension en phase dans les lignes de transfert. La figure suivante présente les variations de l'extension en phase d'un paquet en fonction de la position de l'observateur dans l'accélérateur.

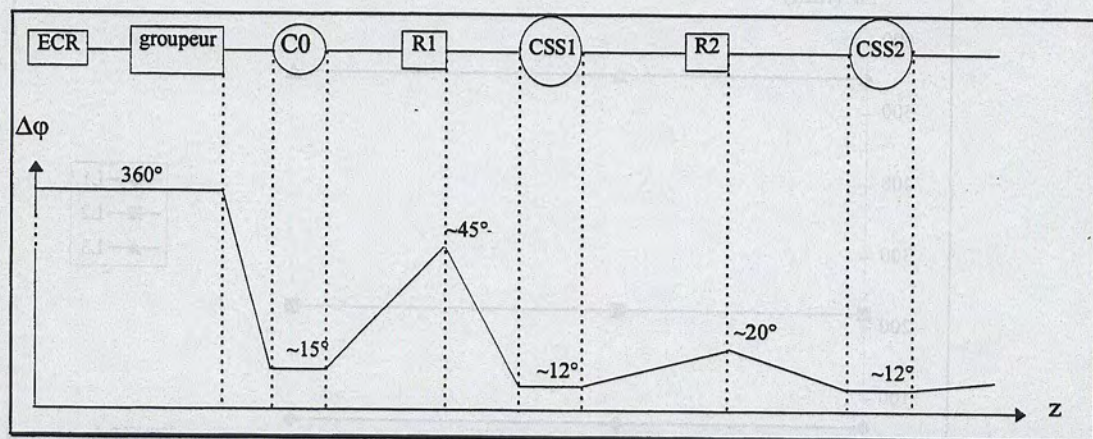


Figure I-6 : Extension en phase d'un paquet en fonction de la position de l'observateur dans l'accélérateur.

En conséquence, la longueur spatiale d'un paquet change dans une ligne donnée (équation I-7)

I.1.2.NÉCESSITÉ D'UNE MESURE D'INTENSITÉ

Les diagnostics de faisceau permettent de détecter les caractéristiques du faisceau :

- l'énergie W
- l'intensité moyenne \bar{I}
- une composante de la structure temporelle (extension en phase, émittance longitudinale...)
- une composante de la structure spatiale du faisceau (profil, position, émittance transverse...)

Ils servent à contrôler la conduite des ions le plus efficacement possible de la source à la cible des physiciens.

L'intensité est un paramètre du faisceau qui nous renseigne non seulement sur l'état du faisceau mais aussi sur le fonctionnement de l'accélérateur.

L'intensité correspond au flux de particules dans un intervalle de temps donné. La mesure de l'intensité s'exprime en particules par seconde (pps) ou en Ampère (A). La relation simple qui existe entre ces deux unités est donnée par :

$$\bar{I}_e = \bar{I}_p \times q \times e \quad (I-8)$$

avec \bar{I}_e : l'intensité électrique moyenne du faisceau en A

\bar{I}_p : le flux de particules en pps

q : état de charge de l'ion

e : charge de l'électron = 1.6×10^{-19} C

La figure I-7 représente, en fonction de la bande passante du diagnostic, la structure de l'intensité mesurée.

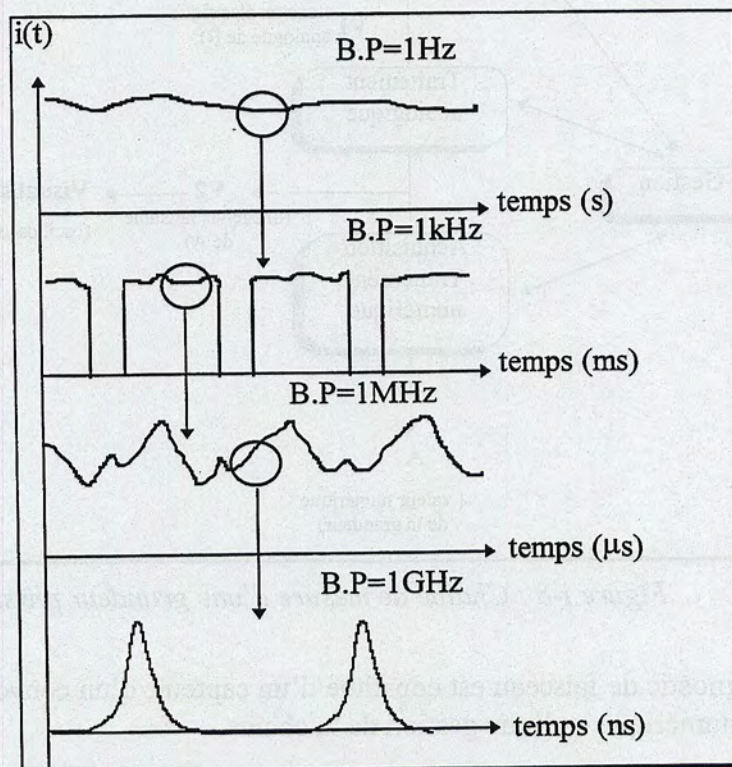


Figure I-7 : Structure de l'intensité selon la bande passante

Mesurer l'intensité du faisceau sert à

- détecter les pertes de particules
- connaître le rendement d'une portion de l'accélérateur
- optimiser l'accélérateur
- connaître de manière précise l'intensité

L'objectif, ici, est de proposer un nouveau dispositif non-interceptif qui mesure l'intensité moyenne du faisceau d'ions de GANIL car le dispositif actuel n'est pas satisfaisant (voir §I.2.1)

I.1.3.PRINCIPE DE FONCTIONEMENT DU DIAGNOSTIC DE FAISCEAU

I.1.3.1. Détection des caractéristiques du faisceau

La figure suivante représente la chaîne de mesure d'une caractéristique de faisceau.

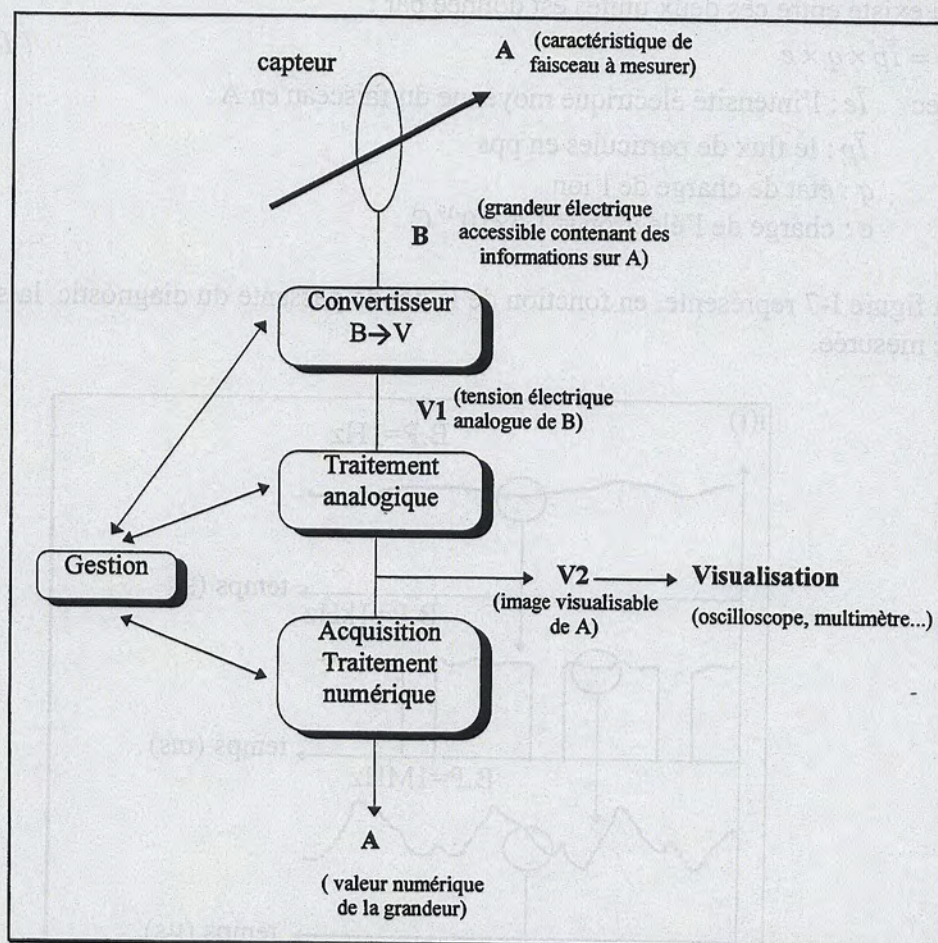


Figure I-8 : Chaîne de mesure d'une grandeur physique

Le diagnostic de faisceau est constitué d'un capteur, d'un convertisseur, de traitements analogique et numérique et d'une gestion de la chaîne.

Le capteur utilise un phénomène physique pour fournir une grandeur électrique (courant, tension, charge...), B, contenant des informations sur les caractéristiques du faisceau, A, que l'on cherche à mesurer.

Le convertisseur change en tension la grandeur B. Appliqué à la mesure d'intensité, il sert à convertir en tension soit une intensité soit une charge. Le convertisseur peut être intrinsèque au capteur.

L'information représentative de la grandeur à mesurer est extraite de la tension électrique V1 par un traitement du signal analogique approprié (amplification, détection crête, filtrage sélectif...) pour la visualisation directe ou pour l'acquisition.

Cette dernière numérise l'information et extrait la valeur de la grandeur A (linéarisation, calibrage, moyennage, double pesée...).

Enfin la gestion assure le contrôle de la chaîne de mesure (initialisation, réglage, surveillance, communication avec l'extérieur).

Différents types de capteurs sont mis en pratique dans les accélérateurs pour mesurer une caractéristique de faisceau. Les deux grands types de capteurs sont présentés ci après.

Capteur interceptif

Ce type de détection induit la modification des caractéristiques du faisceau par matière interposée. Le résultat de l'interaction est mesurée de manière directe (charges déposées par le faisceau sur un matériau conducteur) ou indirecte (ionisation avec un gaz résiduel, émission secondaire...). Par ce procédé, soit le faisceau est arrêté par le capteur soit il est altéré et possède des caractéristiques différentes. La figure I-9 présente un exemple de capteur interceptif.

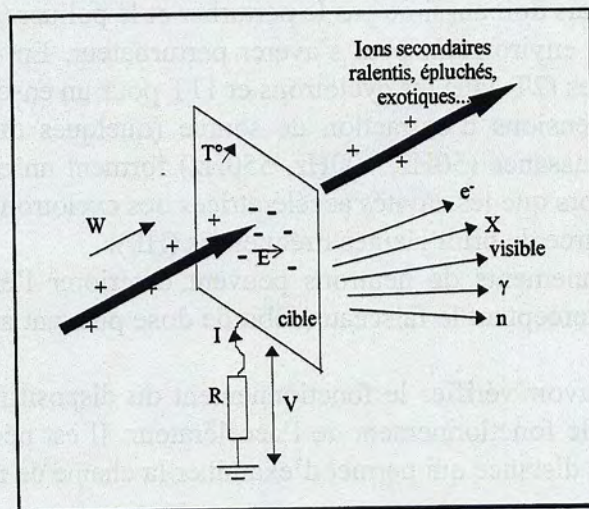


Figure I-9 : Capteur interceptif

Au chapitre V, un exemple de capteur d'intensité interceptif, la coupelle de Faraday, est étudié succinctement.

Capteur non-interceptif

Le faisceau induit un courant ou une tension par l'intermédiaire des champs magnétiques et électriques qui l'accompagnent. Leur mesure permet de remonter aux caractéristiques du faisceau.

Ce principe modifie de manière négligeable les caractéristiques du faisceau. En effet, nous démontrerons, dans les chapitres II et III, que la puissance transmise par couplage magnétique ou électrique est minime devant la puissance du faisceau.

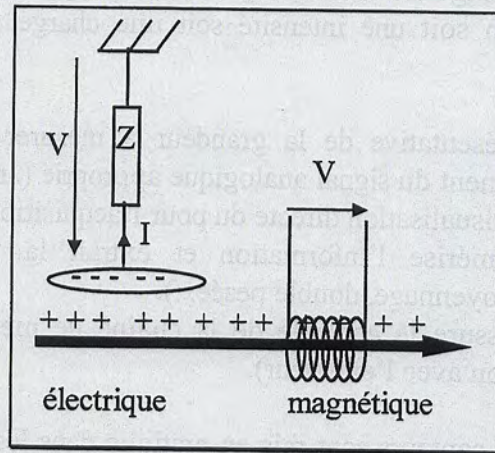


Figure I-10 : Capteur non interceptif

I.1.3.2. Contraintes

Elles sont de plusieurs ordres :

- Le faisceau induit plusieurs phénomènes physiques. Les effets utiles pour un capteur peuvent être néfastes pour un autre.
- Le faisceau d'ions circule dans un vide de 10^{-5} Pa. Le capteur doit non seulement supporter le vide mais doit aussi ne pas le perturber et le polluer (contraintes mécaniques).
- Le milieu environnant peut s'avérer perturbateur. En effet, il y règne des champs magnétiques intenses (2T dans les cyclotrons et 11T pour un ensemble cible solénoïde SISSI¹) et de très hautes tensions d'extraction de source (quelques dizaines de kV). De plus, les alimentations de puissance (50Hz, 100Hz, 550Hz) forment un ensemble de parasites Basses Fréquences (BF) alors que les cavités accélératrices des cyclotrons et les regroupements (dizaines de kV) sont une source de bruit Hautes Fréquences (HF).
- Les rayonnements de neutrons peuvent détériorer l'électronique à proximité des équipements qui interceptent le faisceau (débit de dose pouvant atteindre des milliers de rad/h ponctuellement).
- Il faut pouvoir vérifier le fonctionnement du dispositif entier. Le capteur n'est pas accessible pendant le fonctionnement de l'accélérateur. Il est nécessaire d'élaborer un signal test commandable à distance qui permet d'examiner la chaîne de mesure.

I.1.3.3. Catégories de mesures

Mesure absolue

Elle sert à mesurer une valeur vraie de l'intensité du faisceau. L'erreur de mesure entre la valeur mesurée et la valeur réelle peut être schématisée comme suit :

¹ SSSI : Source d'Ions Secondaires à Supraconducteur Intense

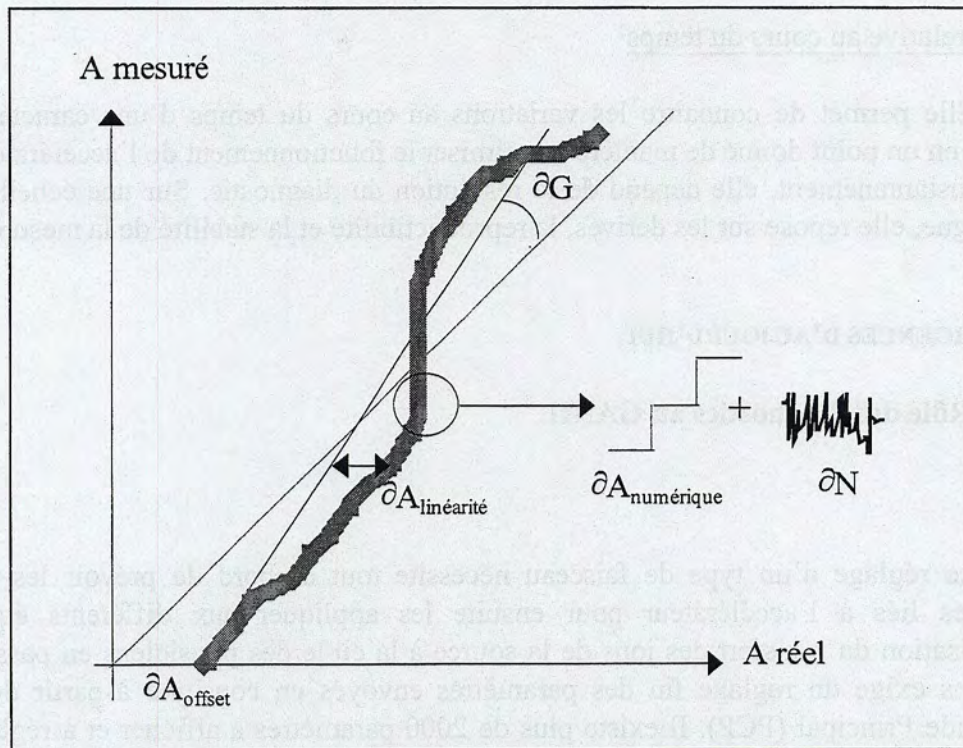


Figure I-11 : Les erreurs de mesure absolues

L'erreur absolue de la mesure dépend de l'offset (∂A_{offset}), des erreurs de linéarité ($\partial A_{linéarité}$), des erreurs de gain (∂G), de la résolution numérique ($\partial A_{numérique}$) et analogique (∂N), des dérives de l'électronique et du capteur.... Notons que l'erreur relative est définie par : $\partial A/A$ si $A \neq 0$

Ce type de mesure nécessite un calibrage précis qui peut être effectué

- en deux points : il permet de corriger les erreurs dues à l'offset et aux erreurs de gains
- en plusieurs points : les erreurs de linéarité sont corrigées.

Le calibrage peut être aussi une source d'erreur supplémentaire.

Selon le principe du diagnostic, il est possible de calibrer soit en simulant le faisceau, soit avec un autre diagnostic de précision supérieure, soit encore en utilisant la précision intrinsèque du capteur.

Mesure relative entre détecteurs

Ce type de mesure est un moyen de connaître les variations d'une caractéristique du faisceau en plusieurs points d'observation de l'accélérateur à condition d'utiliser une chaîne de mesure identique et de posséder les mêmes caractéristiques de capteur. Dans cette situation, les défauts de calibrage sont minimisés.

En particulier, il est possible de mesurer les écarts d'intensité d'un capteur à l'autre.

Exemple : mesurer le rendement de transmission d'un cyclotron soit calculer le rapport entre le nombre de particules éjectées et de particules injectées d'un cyclotron. En mesurant l'intensité à la sortie et à l'entrée de l'accélérateur puis en comparant ces deux valeurs, ce rendement est déterminé.

Mesure relative au cours du temps

Elle permet de connaître les variations au cours du temps d'une caractéristique du faisceau en un point donné de manière à optimiser le fonctionnement de l'accélérateur.

Instantanément, elle dépend de la résolution du diagnostic. Sur une échelle de temps plus longue, elle repose sur les dérives, la reproductibilité et la stabilité de la mesure.

I.1.4.EXIGENCES D'AUJOURD'HUI

I.1.4.1. Rôle des diagnostics au GANIL

Réglage

Le réglage d'un type de faisceau nécessite tout d'abord de prévoir les paramètres théoriques liés à l'accélérateur pour ensuite les appliquer aux différents équipements. L'optimisation du transfert des ions de la source à la cible des physiciens en passant par les cyclotrons exige un réglage fin des paramètres envoyés en consigne à partir du Poste de Commande Principal (PCP). Il existe plus de 2000 paramètres à afficher et à régler, certains avec une précision meilleure que 10^{-5} .

L'objectif des diagnostics, et en particulier des diagnostics d'intensité, est de contrôler l'effet de l'établissement des consignes sur le faisceau.

Surveillance

La surveillance est le maintien du réglage optimisé.

Les diagnostics doivent fournir aux opérateurs une visualisation globale de l'état de l'accélérateur. En particulier, l'intensité, représentative des dérives de l'accélérateur, doit être visible à tout moment par l'intermédiaire d'un synoptique. Les valeurs sont rafraîchies toutes les 0.5s.

Outil d'étude de l'accélérateur

Les exigences évoluent du fait de nouveaux projets. Les dispositifs de mesure doivent donc répondre à des cahiers des charges toujours réactualisés (bande passante, résolution, précision, dynamique...). On décide alors soit d'améliorer le système existant, soit de créer un nouveau dispositif de mesure.

Les diagnostics de faisceau servent à la mise au point et à l'amélioration de l'accélérateur.

I.1.4.2. Projet THI : une surveillance quasi instantanée de l'intensité et des pertes d'intensités

Le projet THI [1] a été conçu pour utiliser SISSI [2] et SPIRAL [3] au mieux de leurs performances. Le but de l'opération THI est d'accroître l'intensité du faisceau en prenant en considération les contraintes radiologiques, les limites thermiques ainsi que les possibilités de production des sources d'ions. Voici quelques exemples de caractéristiques de faisceau visées :

Projectile	Énergie (Mev/n)	Intensité (pps)	puissance maximum en sortie CSS2 (kW)
^{12}C	95	2×10^{13}	3.65
^{16}O	95	2×10^{13}	4.86
^{20}Ne	95	2×10^{13}	6.08
^{36}Ar	95	1.1×10^{13}	6

Tableau I-1: Quelques caractéristiques du faisceau THI

Augmenter l'intensité demande d'adapter l'accélérateur aux nouvelles contraintes en modifiant, en outre, les dispositifs de réglage et de surveillance. Les diagnostics de faisceau doivent être non-interceptifs et à grande dynamique de façon à être utilisables continûment et aussi bien à faible qu'à forte intensité.

En mode THI, il est indispensable de connaître l'intensité du faisceau ainsi que de suivre son évolution. Lire l'intensité tout le long de l'accélérateur est un moyen de détecter les pertes de faisceau et donc de surveiller l'état de l'accélérateur. À forte puissance de faisceau, le rendement de l'accélérateur doit être contrôlé pour éviter toute détérioration de matériels. C'est pourquoi il est nécessaire de mesurer l'intensité avec :

- une précision et une résolution supérieures à celle des diagnostics existants pour déterminer le rendement avec exactitude
- un temps de réponse de l'instrumentation de quelques millisecondes pour le déclenchement éventuel des alarmes qui agissent sur les systèmes de sécurité.

I.1.5.SPÉCIFICATIONS VISÉES

Pour satisfaire aux exigences du projet THI mais aussi pour répondre aux exigences de l'opération, les spécifications du nouveau dispositif de mesure d'intensité s'articule autour des points suivants :

- L'élément doit être non-interceptif : quasi non perturbateur pour le faisceau.
- Connaître avec précision l'intensité du faisceau est un objectif. Pour les intensités élevées, il est nécessaire de déterminer l'intensité moyenne à 1% près.
- On doit pouvoir effectuer une mesure différentielle. Celle-ci réalisée à l'aide de deux capteurs permet de connaître le rendement de l'accélérateur. En mode THI, si la différence d'intensité dépasse un certain seuil, les systèmes de sécurité sont activés. La résolution doit être meilleure que 1nA_{eff} pour lire les faibles intensités et optimiser les rendements.
- La dynamique doit être d'une centaine de dB compte tenu de la large gamme d'intensité qui est comprise entre quelques nA et $70\mu\text{A}$.
- Le temps de réponse doit approcher 0.5s pour la lecture de l'intensité sur les synoptiques et 10ms pour déclencher les systèmes de sécurité.
- L'ensemble doit être facile à dépanner et à modifier.

I.2. DESCRIPTION DES MÉTHODES EXISTANTES

Les méthodes existantes non-interceptives pour mesurer l'intensité moyenne d'un faisceau sont à la base de phénomènes électromagnétiques. Les mises en œuvre les plus répandues dans la littérature sont les transformateurs d'intensité sensibles aux champs magnétiques.

Le principe de fonctionnement du transformateur est décrit précisément au chapitre II. Cependant, afin de comprendre le descriptif qui suit, il convient de rappeler qu'un transformateur est un dispositif dans lequel deux enroulements (circuits primaire et secondaire) sont couplés par un flux magnétique commun. Le passage de chaque paquet induit dans un circuit secondaire à N enroulements un courant i_s :

$$i_s = \frac{i_{\text{faisceau}}}{N} \quad (I-9)$$

i_{faisceau} : intensité du faisceau

N : nombre de spires

I.2.1. TRANSFORMATEURS D'INTENSITÉ AC¹ BASSE FRÉQUENCE.

Succinctement, décrivons les systèmes de lecture[4] d'intensité du GANIL qui fonctionnent en basse fréquence. Le schéma principe du procédé de mesure est le suivant :

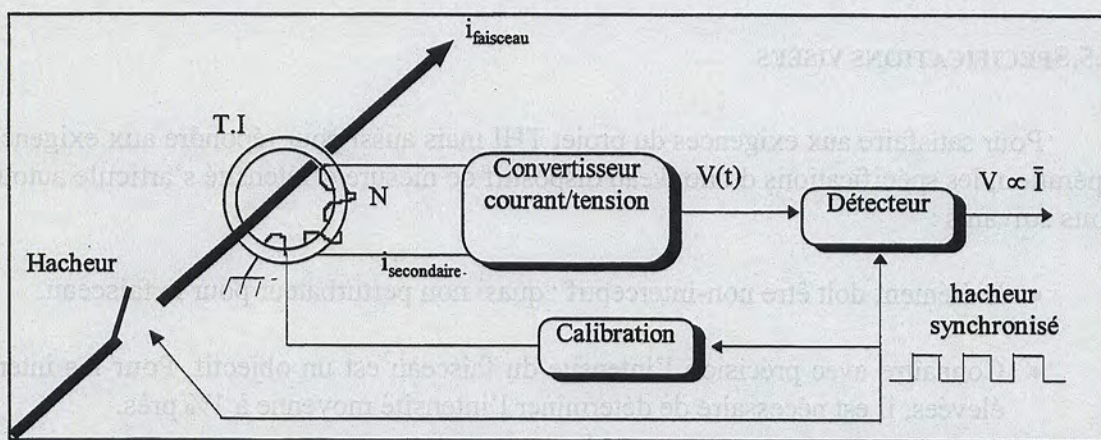


Figure I-12 : Principe du dispositif actuel de mesure d'intensité

Historique : Au début du GANIL, le faisceau d'ions était délivré par des sources PIG² qui avaient la caractéristique de mieux fonctionner avec des arcs électriques pulsés. La structure du faisceau était hachée à une fréquence de quelques dizaines de Hertz. On profitait de cette structure basse fréquence pour détecter l'intensité moyenne du faisceau. Notons que si le faisceau n'est pas modulé en tout ou rien, le transformateur Basse Fréquence (BF) ne fonctionne pas correctement : il ne voit que les variations de i_{faisceau} . La bande passante du capteur atteignant 20 kHz, le transformateur est sensible à la composante basse fréquence de la structure du faisceau (macrostructure) en intensité (figure I-7).

¹ AC : Courant alternatif (Alternative Current)

² PIG : Type de source fonctionnant sur le principe de la jauge de Penning (Penning Ionisation Gauge)

Actuellement, le faisceau est continu en sortie des sources de type ECR¹. Pour que les transformateurs fonctionnent, le faisceau est modulé artificiellement à l'aide d'un hacheur. La fréquence de modulation est choisie de manière à obtenir la meilleure résolution.

Par influence magnétique, le faisceau induit un courant dans le circuit secondaire. Ce courant traverse une impédance de charge qui le convertit en tension. La conversion est obtenue à l'aide d'un amplificateur opérationnel basse fréquence. Le nombre de spires, N , est déduit d'un calcul d'optimisation du rapport signal sur bruit de l'ensemble transformateur convertisseur. L'intensité est détectée² de manière synchrone.

Les bruits en basse fréquence sont réduits par une conception mécanique adaptée du transformateur. Cependant, un blindage en μ métal et fer doux allié à une isolation contre les effets microphoniques ne permettent pas de blinder totalement de l'ambiance perturbatrice.

Les performances de ce type de transformateur sont déjà optimisées. La résolution est de quelques nA_{eff} et la précision est de 1 à 2% dans certaines conditions (hachage du faisceau).

Avantages :

- Un calibrage est possible à l'aide d'une spire test.

Inconvénients :

- Les performances de ce type de transformateur sont atteintes difficilement
- Ce dispositif est sensible aux bruits B.F (vibrations, ventilation, parasites 50Hz et microphoniques...) qui perturbent la mesure
- Il est nécessaire de hacher le faisceau pour que le transformateur fonctionne

Au FMIT (Los Alamos), une expérimentation [5] a montré les limites des possibilités de ce système (résolution inférieure à $50nA_{eff}$). De plus, les études menées au GANIL montrent qu'il est difficile d'obtenir des performances meilleures que celles citées ci-dessus.

Un dispositif n'exigeant pas de modulation du faisceau serait intéressant.

I.2.2. TRANSFORMATEURS D'INTENSITÉ AC HAUTE FRÉQUENCE OU FCT³

Compte tenu des grandes bandes passantes obtenues récemment par les constructeurs de transformateur (entre 300 MHz et 1 GHz), le capteur est sensible à la structure HF de l'intensité du faisceau (figure II-7). Installés à l'Argonne National Laboratory avec des faisceaux de e^+ et e^- pulsés (30ps à 30ns), le signal de sortie est préamplifié et intégré par un intégrateur rapide et précis [6] qui produit un niveau DC proportionnel à l'intensité du faisceau.

Actuellement mis au point dans divers laboratoires [7,8], les caractéristiques en résolution ne figurent pas encore dans la littérature. Cependant des améliorations sont en cours et laissent présager des performances intéressantes des FCT. Le calcul simple suivant permet d'approcher la résolution attendue du FCT seul.

En haute fréquence, ce capteur délivre un signal de sortie sous une charge résistive de 50 Ω . Le principe est le suivant :

¹ ECR : Electronic Cyclotronic Resonance

² La détection synchrone sera étudiée dans le chapitre IV

³ Fast Current Transformer

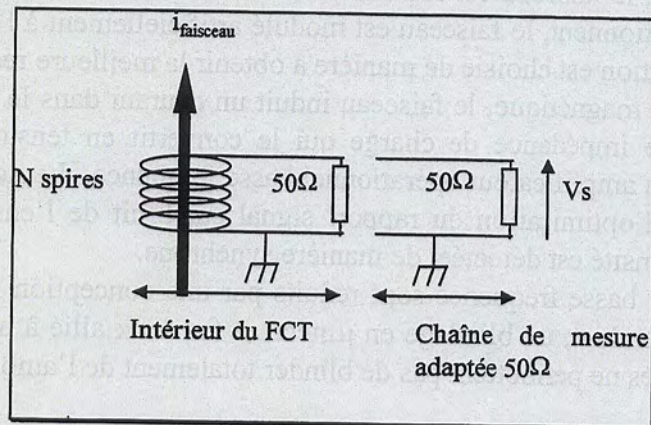


Figure I-13 : Principe du FCT

En pratique, le FCT est connecté à une impédance adaptée 50Ω (appareil de mesure HF, préamplificateurs HF...). La charge totale est donc de 25Ω (deux résistances 50Ω en parallèle).

Soit le bruit thermique d'une résistance 50Ω défini au chapitre IV :

$$N_{50} = 0.9 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$$

On sait que, d'après l'équation I-9 :

$$i_{\text{faisceau}} = N \cdot i_s$$

avec N : nombre de spires

(I-10)

donc le bruit ramené à l'entrée en intensité faisceau est :

$$N_f = N \times N_s$$

(I-11)

avec comme bruit en courant du circuit secondaire :

$$N_s (\text{A}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}) = \frac{N_{50}/2}{R/2}$$

(I-12)

et $R = 50\Omega$.

Le bruit ramené au faisceau, N_f , est donc :

$$N_f = \frac{N_{50}}{R} \cdot N$$

(I-13)

La densité de bruit équivalent faisceau, pour une résistance donnée, dépend de la densité de bruit d'une résistance 50Ω et du nombre de spires. Par exemple, pour un nombre de spires de 5, la densité de bruit est alors de $90 \text{ pA}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$. Pour une bande passante bien choisie, nous pouvons atteindre une résolution inférieure au nA_{eff} , performance fixée par les spécifications.

Un autre moyen de diminuer cette densité de bruit serait de baisser la température. Cependant la mise en œuvre d'un tel système devient complexe (cryostat) et le comportement du FCT à basse température est très mal connu.

Les préamplificateurs sont une source de bruit supplémentaire qui sera à prendre en considération. Le bruit du préamplificateur devra être raisonnable pour ne pas remettre en cause la résolution. Ultérieurement, nous verrons plus en détail la chaîne de mesure et la validité du calcul. A ce niveau, il s'agit seulement de fixer les idées sur la résolution du dispositif.

Basé sur le même principe, il existe un autre dispositif HF : les ICT [9,10,11,12] (Integrating Current Transformer) adaptés aux paquets de particules très courts ($\sim 10\text{ps}$) [13]. Dans ce principe, l'intégration est incorporée au capteur de manière à présenter des pertes internes négligeables par rapport aux transformateurs conventionnels.

Avantages :

- Non sensibles aux perturbations BF (microphonique, 50Hz...)
- Utilisation d'amplificateurs HF qui offrent un faible niveau de bruit (en général $N_a < 0.5 nV_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$) car n'intervient en HF que le bruit thermique des composants
- Grande dynamique ($> 200\text{dB}$)
- Bande passante entre 300MHz et 1GHz

Inconvénients :

- Utilisation de techniques HF spécifiques et souvent coûteuses si un faible niveau de bruit est exigé.
- Transformateur de technologie complexe donc coûteuse
- Les caractéristiques sont figées et difficilement modifiables (nombre de tours par exemple).
- Spires de test difficile à mettre en œuvre.

I.2.3. TRANSFORMATEUR À COURANT DE COMPENSATION

Le système (figure I-14), développé par Unser [14,15], est utilisé pour mesurer le courant DC du faisceau.

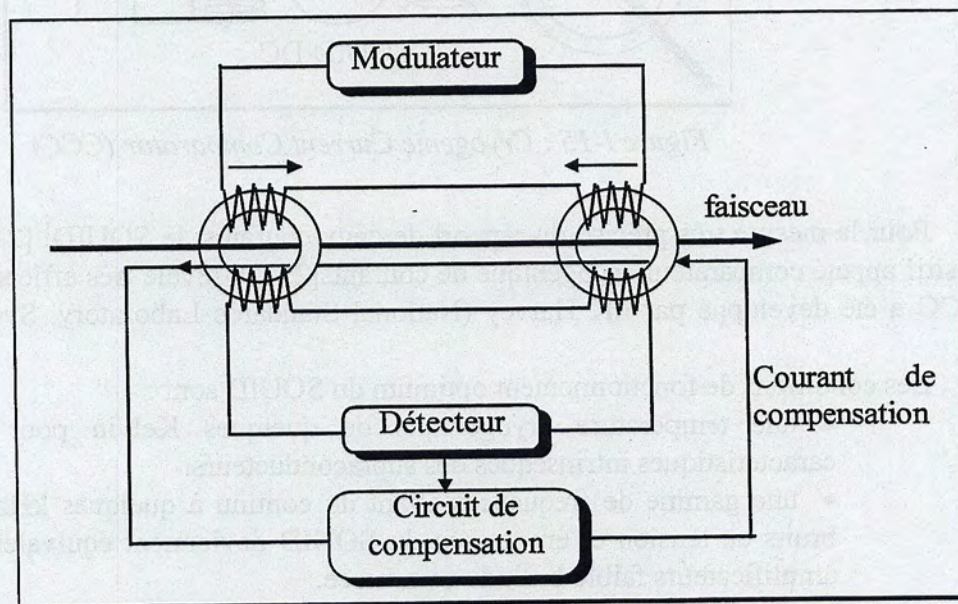


Figure I-14 : Principe du transformateur à courant de compensation.

Le principe du transformateur repose sur mesure du zéro. Mesurer le flux magnétique dans le tore crée par le faisceau n'est pas possible simplement. C'est pourquoi, il est intéressant de détecter l'absence de flux. En utilisant le cycle d'hystérésis de deux tores, on maintient, lors du passage du faisceau, le flux nul en compensant par un courant inverse qui est l'image du courant DC du faisceau.

Déjà utilisé au GANIL, au CERN[16,17,18], au DESY[19], il offre une résolution de quelques μA . Dans une configuration où les tores sont intégrés dans une enceinte (Parametric Current Transformer)[20], la résolution est de l'ordre de $500\text{nA}_{\text{eff}}$ [7].

Inconvénients :

- Résolution insuffisante appliqué au GANIL car le bruit magnétique est important ($500\text{nA}_{\text{eff}}$)
- Réponse lente si l'on désire une grande résolution ($>1\text{s}$)
- Dérive du zéro : $\pm 3\mu\text{A}/24\text{h}$ au GANIL, $5\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ au DESY
- Sensible aux bruits BF et surtout microphoniques
- Système complexe et onéreux

I.2.4. COMPAREUR CRYOGÉNIQUE DE COURANTS (CCC)

Un autre type de transformateur utilise le principe de base du T.I passif couplé à un SQUID. Ce dernier est un détecteur supraconducteur de flux magnétique extrêmement sensible. Le dispositif est le suivant :

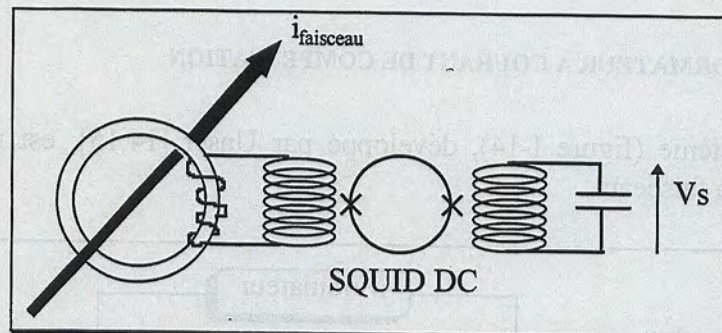


Figure I-15 : Cryogenic Current Comparator (CCC)

Pour la mesure très précise du rapport de deux courants, le SQUID¹ [21] associé à un dispositif appelé comparateur cryogénique de courants[22] se révèle très efficace. Le principe du CCC a été développé par I.K Harvey (National Standards Laboratory, Sydney) en 1972 [23].

Les conditions de fonctionnement optimum du SQUID sont :

- une température cryogénique de quelques Kelvin pour exploiter les caractéristiques intrinsèques des supraconducteurs.
- une gamme de fréquences allant du continu à quelques kHz. Au delà, les bruits en tension et en courant du SQUID deviennent équivalents à ceux des amplificateurs faible bruit du commerce.

¹ Superconducting Quantum Interference Devices

Installé à GSI à Darmstad, pour des faisceaux d'ions lourds, les propriétés [24, 25] sont :

niveau de bruit : $0.05-0.5 \text{ nA}/\sqrt{\text{Hz}}$ selon la bande passante
bande passante : $0-10 \text{ kHz}$
dérive du zéro : $50 \text{ nA}/24 \text{ h}$

Avantages :

- Très bonne résolution

Inconvénients :

- Mise en œuvre d'un cryostat pour atteindre 4.2 K
- Sensible aux bruits BF

I.2.5. WALL CURRENT MONITOR (WCM)

Ce type de transformateur est particulier car il ne mesure pas un flux au travers un tore magnétique comme les dispositifs précédents mais détecte le courant de paroi, induit électriquement, à travers une résistance. La figure I-6 montre le principe développé au CERN [26, 27]. Le phénomène physique est expliqué plus précisément au chapitre III. Dans certaines conditions, le courant de paroi est le courant opposé du courant de faisceau. Le rapport de transformation des courants est de 1. C'est pourquoi, le WCM est souvent considéré comme un transformateur à 1 tour.

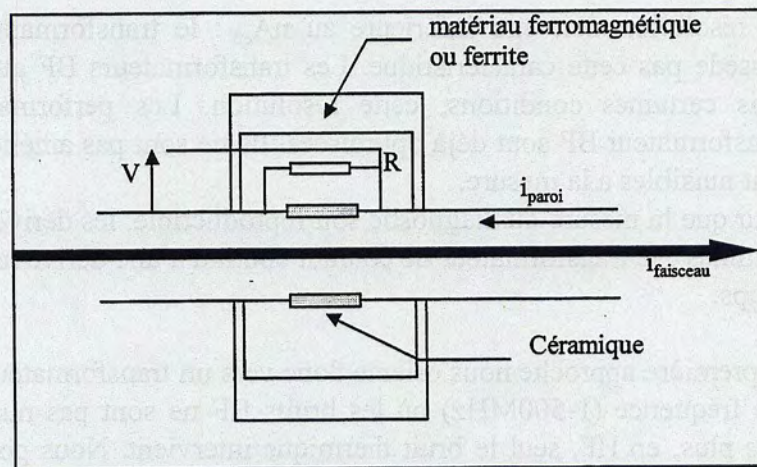


Figure I-16 : Wall Current Monitor

Une céramique circulaire est insérée pour séparer en deux parties la chambre à vide. Elle forme une capacité. Pour blinder contre les perturbations extérieures, une enceinte avec un matériau ferromagnétique est fixée sur la chambre. L'impédance que traverse le courant de paroi est différente d'une simple résistance et possède une bande passante définie et limitée par des facteurs d'ordre géométrique. La fréquence basse dépend de l'inductance formée par le blindage, la longueur des résistances... En pratique elle est de quelques MHz. De ce fait, ce dispositif n'est utilisé qu'en haute fréquence voire très haute fréquence. Afin de limiter l'influence de la position transverse du faisceau sur le signal, la résistance est finalement un ensemble de résistances répartis autour de la céramique et dont la somme est égale à 50Ω .

Inconvénients :

- Malgré toutes les précautions entreprises, le signal est dépendant de la position du faisceau. Lorsque le faisceau n'est pas centré, le couplage est différent selon l'endroit. Dans certains cas, avec 4 résistances, c'est un diagnostic de position [28,29,30].
- Ce dispositif n'est pas seulement un circuit R, L, C en parallèle. Le signal délivré par ce diagnostic peut s'avérer difficile à interpréter.
- La mise en œuvre devient compliquée
- Le signal du WCM ne dépend pas seulement de l'intensité du faisceau mais aussi de la vitesse des particules (effet relativiste) [31,32].

I.2.6.COMPARAISON ET ANALYSE

Toutes ces mises en œuvre ont été développées dans un cadre précis et donc avec des spécifications différentes de celles du GANIL. Le but de ce descriptif n'est pas de faire une analyse exhaustive des qualités et défauts de chaque diagnostic mais d'apprécier qualitativement le dispositif le mieux adapté à nos exigences.

Pour répondre au mieux aux caractéristiques souhaitées définies au paragraphe I.1.4, le FCT paraît bien adapté pour les raisons suivantes :

- Le système doit être relativement simple d'application et ce n'est pas le cas du Comparateur Cryogénique de Courants et du Wall Current Monitor. Extraire l'intensité d'un Wall Current Monitor semble difficile dans les conditions du GANIL.
- La résolution doit être inférieure au nA_{eff} : le transformateur d'intensité DC ne possède pas cette caractéristique. Les transformateurs BF atteignent difficilement, dans certaines conditions, cette résolution. Les performances de ce type de transformateur BF sont déjà optimisées. Ils ne sont pas améliorables. Les bruits BF sont nuisibles à la mesure.
- Pour que la mesure du diagnostic soit reproductible, les dérives du zéro doivent être minimales : le transformateur de courant continu a une dérive non négligeable dans le temps.

Cette première approche nous oriente donc vers un transformateur d'intensité dans une gamme haute fréquence (1-500MHz) où les bruits BF ne sont pas nuisibles à la lecture de l'intensité. De plus, en HF, seul le bruit thermique intervient. Nous pouvons espérer obtenir une résolution qui répond aux exigences à condition d'optimiser la chaîne de mesure. En effet, la résolution et la précision dépendent des caractéristiques du transformateur mais aussi de celles des amplificateurs HF (bruit, bande passante, gain...). La détection de la structure HF du faisceau peut être perturbée par les bruits déterministes HF synchrones ou non à la fréquence faisceau. Quelques précautions pratiques seront à prendre notamment en blindant électromagnétiquement le FCT. La détection doit éliminer au mieux le bruit déterministe.

Par ailleurs, il existe un autre système non-interceptif et simple de mise en œuvre qui est sensible au champ électrique : la sonde capacitive. Cette dernière est habituellement exploitée pour la mesure de position [40] et de phase du faisceau [44]. D'un point de vue intuitif, les lignes de champ électrique dépendent de la densité de charges d'un paquet et donc de l'intensité. Ce système qui est sensible à la structure HF du faisceau doit permettre de

mesurer l'intensité moyenne du faisceau et semble intéressant à étudier pour les raisons suivantes :

- Le dispositif est simple de mise en œuvre et donc fiable pour la mesure.
 - La sonde se comporte comme une capacité que le faisceau charge à son passage.
- Via cette méthode, la résolution ne dépend donc que de la chaîne de mesure.

Par conséquent, pour mesurer l'intensité moyenne du faisceau au GANIL, les seuls capteurs non-interceptifs envisageables sont les transformateurs d'intensité HF et les sondes capacitatives.

Nous verrons, dans les chapitres II et III, le fonctionnement et en particulier les caractéristiques des tensions de sortie (grandeur V1 du paragraphe I.1.3.1) en fonction des paramètres du faisceau (forme, intensité, vitesse...). Les calculs des sensibilités des capteurs seront validées expérimentalement. Cette étude permettra d'avoir une idée de la précision du capteur. Compte tenu des spécifications visées, une détection appropriée est conçue pour la mesure de l'intensité.

Dans la chapitre IV, nous détaillerons le principe de la détection et du traitement du signal appliqué à la mesure d'intensité et caractériserons la chaîne de mesure complète (grandeur V2 du paragraphe I.1.3.1).

Finalement, nous appliquerons ces nouveaux types de diagnostics à l'accélérateur et conclurons sur les qualités et défauts de chacun.

Nous n'aborderons pas les problèmes de gestion de la chaîne de mesure et l'acquisition numérique.

II. SOLUTION À BASE DE TRANSFORMATEURS D'INTENSITÉ HAUTE FRÉQUENCE

Un ensemble de câbles en mouvement à la vitesse v s'accroît de la longueur de chaque longueur caractéristique selon le facteur de Lorentz. Ainsi, le signal de transmission L du câble apparaît comme le circuit primaire du transformateur. Il se comporte comme une ligne à impédance réelle.

Le câble (figure II-1) est considéré d'un moyen électromagnétique de haute puissance. On rappelle que le passage de chaque point dans un circuit secondaire à un ensemble de câbles à l'équation (2).

Cette équation a été vérifiée par la condition de l'approximation idéale. La longueur du câble néglectable par rapport à la longueur physique du câble et le signal en fonction du câble passe dans la partie basse du transformateur. Les conditions de validité de l'équation (2) sont discutées ultérieurement dans le paragraphe II.2.1.

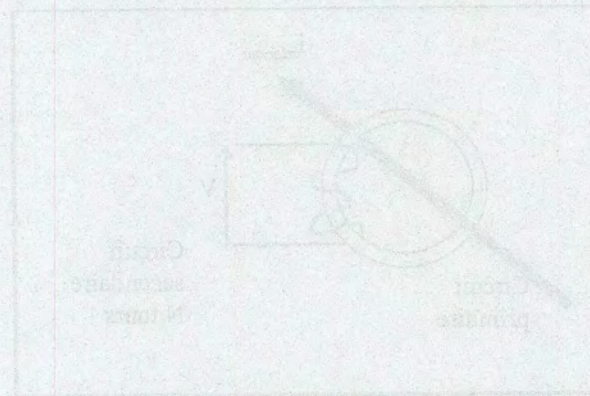


Figure II-1. Principe du transformateur.

La relation (2) est proportionnelle à la variation de flux du câble magnétique dans le circuit par rapport au signal et donc à la variation de l'impédance par rapport au signal. Par conséquent, l'information sur la composition constante de flux est observée en sortie du transformateur.

II.2.1. ANALYSE DES CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFORMATEUR À HAUTE FRÉQUENCE

Le TCT dans sa configuration physique se situe à l'extrémité d'un câble, notamment à

- « coupler » l'information avec le câble sans perturber les données.
- fournir un signal de sortie par extraction dans 50Ω.
- présenter un minimum de pertes (moins de 10%) de puissance physique.

II.1. PRÉSENTATION DU TRANSFORMATEUR D'INTENSITÉ

II.1.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un ensemble de charges en mouvement à la vitesse v s'accompagne de lignes de champs magnétiques concentriques autour du faisceau de particules, source du signal du transformateur. Le faisceau apparaît comme le circuit primaire du transformateur. Il se comporte comme une spire d'impédance infinie.

Le capteur (figure II-1) est constitué d'un noyau ferromagnétique de haute perméabilité. On rappelle que le passage de chaque paquet induit dans un circuit secondaire à N enroulements un courant i_s (équation I.9)

Cette équation n'est valable qu'à condition de supposer le transformateur idéal, la longueur du capteur négligeable par rapport à la longueur physique du paquet et le spectre en fréquence du faisceau pulsé dans la bande passante du transformateur. Les conditions de validité de l'équation I-9 seront discutées ultérieurement dans le paragraphe II.2.1.

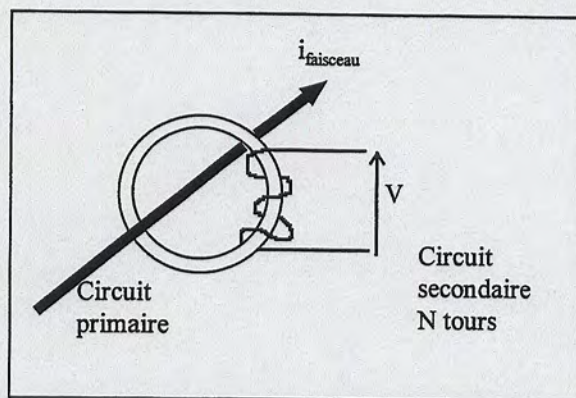


Figure II-1 : Principe du transformateur

La tension V est proportionnelle à la variation de flux du champ magnétique dans le tore par rapport au temps et donc à la variation de i_{faisceau} par rapport au temps. Par conséquent, aucune information sur la composante continue ne peut être observée en sortie du transformateur.

II.1.2. CARACTÉRISTIQUES INTRINSÈQUES DU TRANSFORMATEUR D'INTENSITÉ HAUTE FRÉQUENCE

Le FCT, dans sa construction pratique, se heurte à certaines contraintes, notamment, il doit :

- « coupler » magnétiquement avec le faisceau aussi parfaitement que possible
- délivrer un signal de sortie, par convention, dans 50Ω
- présenter un minimum de pertes (courants de Foucault, hystérésis, effet Joule)

II.1.2.1. Matériau

Le matériau du FCT passif, permettant un temps de réponse de 1 ns, est un alliage de CoFe et de NiFe 80/20. Grâce à un dosage de Cobalt, de Nickel et de Fer et à un procédé de fabrication¹ particulier, la société BERGOZ Precision Beam Instrumentation obtient une haute perméabilité relative du matériau et une réponse fréquentielle optimisée. Ces alliages amorphes sur base cobalt/fer ont des comportements aux traitements thermiques et magnétiques qui dépendent de la proportion des autres ajouts, comme le chrome par exemple. Les conséquences se manifestent par l'absence d'oxydation, la non modification des caractéristiques magnétiques lors de la manipulation, une perméabilité modulable... Notons que cette caractéristique du matériau magnétique, μr , est dépendante de la fréquence de travail. Nous ne possédons pas un modèle précis de l'évolution de la fonction $\mu r(F)$. Cependant nous savons, en théorie, qu'elle varie en $1/F$.

II.1.2.2. Modèle électrique

Chercher un modèle équivalent simple du transformateur permet de cerner rapidement les contraintes liées aux exigences d'une bande passante élevée pour lire la structure HF du faisceau. La figure suivante représente le modèle électrique d'un transformateur d'intensité AC à condition d'avoir une longueur du capteur négligeable par rapport aux dimensions d'un paquet. Cette hypothèse que nous validons au paragraphe II.2.1 permet d'obtenir un modèle électrique simplifié.

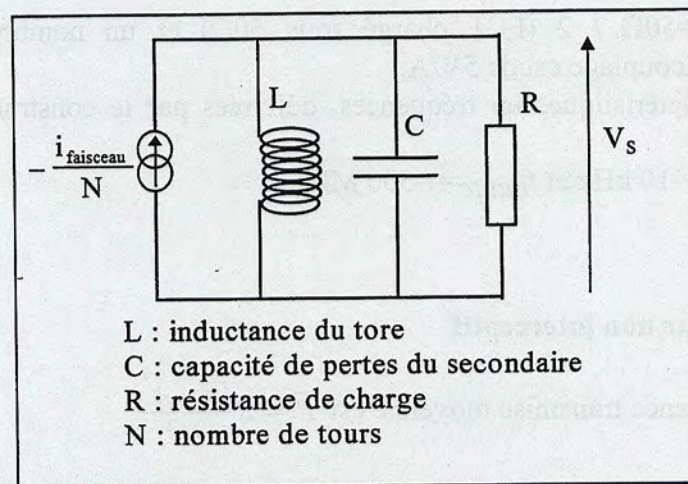


Figure II-2 : Modèle électrique du transformateur.

Cette première approche permet de fixer les idées sur la bande passante du capteur. La tension de sortie en fonction de l'intensité du faisceau, encore appelée impédance de transfert, s'exprime en transformée de Laplace de variable $p=j\omega$ de la façon suivante :

¹ secret de fabrication

$$\frac{V_s}{i_{\text{faisceau}}} = -\frac{R}{N} \frac{1}{1 + \frac{R}{L} \frac{1}{p} + pRC} \quad (II-1)$$

avec comme fréquences de coupure basse et haute

$$\omega_{\text{bas}} = \frac{R}{L} \Rightarrow f_{\text{basse}} = \frac{1}{2\pi} \frac{R}{L}$$

et

$$\omega_{\text{haut}} = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_{\text{haute}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{RC}$$

$$\text{en première approximation l'inductance } L = \mu_0 \mu_r N^2 \frac{S}{2\pi r} \quad (II-2)$$

avec μ_0 : perméabilité magnétique du vide

μ_r : perméabilité relative du matériau magnétique

S : section du tore

r : rayon moyen du tore

Pour des fréquences dont le domaine est $\left[\frac{1}{2\pi} \frac{R}{L}, \frac{1}{2\pi} \frac{1}{RC} \right]$, l'équation II-1 se simplifie et donne :

$$\frac{V_s}{i_{\text{faisceau}}} = -\frac{R}{N} \quad (II-3)$$

Pour $R=50\Omega / 2$ (FCT chargé sous 50Ω) et un nombre d'enroulements de 5, l'impédance de couplage est de $5V/A$.

Les caractéristiques en fréquences, délivrées par le constructeur [33] du FCT, sont à -3db:

$$f_{\text{basse}} = \sim 10 \text{ kHz et } f_{\text{haute}} = \sim 500 \text{ MHz}$$

II.1.2.3. Capteur non interceptif

$$\text{La puissance transmise moyenne est } \bar{P} = R \frac{\bar{i}_{\text{faisceau}}^2}{N^2} \quad (II-4)$$

Par exemple, un faisceau en mode THI possède une intensité moyenne maximum de $70\mu A$. La puissance moyenne maximale transmise s'élève donc à $5nW$. Or la puissance du faisceau THI visée est de $6kW$ en sortie CSS2. La puissance transmise est donc négligeable devant la puissance du faisceau. Le FCT a une influence négligeable sur le faisceau c'est à dire qu'il est non-interceptif.

II.1.2.4. Contraintes mécaniques

Pour une résistance donnée, f_{basse} varie proportionnellement à $1/L$, et f_{haute} à $1/C$. Donc la fréquence de coupure basse est directement liée à l'inductance de l'enroulement

secondaire L dont la valeur décroît avec le carré du nombre de tour. Cela a deux conséquences pratiques :

- Pour assurer la fréquence de coupure basse, il faut maintenir le produit $S \times N^2$ constant. Or, avec des sections importantes le taux de couverture du tore par l'enroulement devient très difficile à haute fréquence.
- L'impédance de l'enroulement décroît aussi avec N^2 et l'adaptation de ce signal à 50Ω devient problématique, voire impossible, si l'on considère l'ensemble du spectre de fréquence à couvrir car la perméabilité relative décroît avec la fréquence. Le transfert de puissance enroulement - câble devient mauvais pour un nombre de spires très faible.

Finalement, le coût du tore, les possibilités de traiter des tores volumineux viennent s'opposer à la possibilité de fabriquer des transformateurs au-dessous de 5 tours.

Le secondaire doit « coupler » au mieux avec le tore. Ceci impose une certaine couverture du noyau par l'enroulement secondaire. Cette couverture est améliorée par des méthodes de bobinage comme l'enroulement parallèle ou croisé. Cependant, ces différentes techniques ont toujours pour effet néfaste d'augmenter la capacité du secondaire et donc nuisent à la fréquence de coupure haute.

C'est pourquoi le nombre de spires obtenu ne peut être inférieur à 5.

II.1.2.5. Les pertes

Les pertes liés à la fréquence du signal agissent sur la sortie du transformateur. En effet, les pertes fer se décomposent elles-mêmes en :

- pertes par hystérésis
- pertes par courants de Foucault

Pour une charge résistive donnée, l'induction magnétique B dans le noyau varie en raison inverse de la fréquence F . Les pertes par hystérésis, fonction de $F B^2$, diminuent donc lorsque la fréquence croît tandis que les pertes par courants de Foucault, fonction $F^2 B^2$, restent constantes. Il en résulte que, pour les transformateurs de courant opérant aux fréquences GANIL, les pertes sont essentiellement par courants de Foucault qui limitent la bande passante.

S'ajoutent aux pertes précédentes, les pertes par effet Joule ou pertes cuivre liés aux enroulements du circuit secondaire. Elles participent à limiter la fréquence de coupure haute du FCT. Leur effet n'a pas pu être mesuré par les différents essais entrepris : les fils argent, cuivre ou aluminium donnent des résultats similaires.

II.2. RECHERCHE D'UNE SOLUTION OPTIMALE DE TRAITEMENT DU SIGNAL ET CHOIX

II.2.1. FORME DU SIGNAL

Tension de sortie du FCT

Dans ce paragraphe, nous calculons analytiquement la tension de sortie du FCT en fonction des caractéristiques du faisceau en tenant compte des dimensions du capteur. Ce calcul permet d'extraire les caractéristiques du signal dans les conditions de faisceau du GANIL.

On sait que le champ magnétique produit par le courant du faisceau est la source du signal d'un transformateur. Classiquement [34], l'amplitude de ce champ est calculée par la loi d'Ampère en statique :

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu \cdot I \quad (II-5)$$

L'amplitude du champ B à la distance r du faisceau est alors

$$\vec{B} = \mu \frac{I}{2\pi r} \vec{u}_\theta \quad (II-6)$$

Si l'on découpe le temps en unité de temps élémentaire, I est la valeur de i_{faisceau} à un instant t donné. I varie de la même manière que i_{faisceau} , intensité instantanée, et B possède le même comportement que i_{faisceau} .

L'induction magnétique qui provient du couplage entre le faisceau et le transformateur est définie par la loi de Faraday. La tension dans le circuit secondaire, V_S , constitué de N spires est :

$$V_S = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -N \frac{d\Phi_{\text{Total}}}{dt} \quad (II-7)$$

$$\text{avec } \Phi_{\text{Total}} = \Phi_{\text{primaire}} + \Phi_{\text{secondaire}} \quad (II-8)$$

le flux total du champ magnétique à travers une surface S limitée par les dimensions du noyau du transformateur (section du noyau).

Si la charge est une résistance R alors

$$V_S = R i_S \quad (II-9)$$

i_S : courant du circuit secondaire

Remarquons que la tension de sortie du capteur ne reproduit pas la composante continue de l'intensité du faisceau puisque le flux est dérivé par rapport au temps.

$$\Phi_{\text{primaire}} = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (II-10)$$

or $dS = dr \cdot dz$ et \vec{B} est colinéaire à \vec{S}

En combinant l'équation II-6 et l'équation II-10, dans un matériau de perméabilité, μ , nous obtenons

$$\Phi_{\text{primaire}} = \int_{Z_0}^{Z_0+h} \int_a^b \mu \frac{i_{\text{faisceau}}}{2\pi r} . dr . dz = \int_{Z_0}^{Z_0+h} \mu \frac{i_{\text{faisceau}}}{2\pi} \ln \frac{b}{a} dz \quad (\text{II-11})$$

avec a, b : rayons respectifs intérieur et extérieur du noyau magnétique
 h : longueur du transformateur

Jusqu'à présent les dimensions du capteur sont considérées négligeables par rapport au faisceau. Cela signifie que i_{faisceau} restait constant dans l'intégration précédente et que le flux du champ magnétique qui traverse la section S s'écrit :

$$\Phi_{\text{primaire}} = \mu \frac{i_{\text{faisceau}}}{2\pi} \ln \frac{b}{a} h \quad (\text{II-12})$$

Or, dans la ligne de transfert L1, par exemple, la longueur spatiale d'un paquet est de l'ordre de la longueur du FCT qui est de 45mm.

L'équation II-11 devient :

$$\Phi_{\text{primaire}} = \int_{\frac{Z_0}{v}}^{\frac{Z_0+h}{v}} \mu \frac{i_{\text{faisceau}}}{2\pi} \ln \frac{b}{a} . v . dt = \mu \frac{v}{2\pi} \ln \frac{b}{a} . (Q_{\text{faisceau}}(\frac{Z_0+h}{v}) - Q_{\text{faisceau}}(\frac{Z_0}{v})) \quad (\text{II-13})$$

avec $Q_{\text{faisceau}} = \int_0^{0+t} i_{\text{faisceau}} . dt$: charge partielle d'un paquet

Posons

$L_0 = (\mu h / 2\pi) . \ln(b/a)$ l'inductance d'une seule spire

$L_S = N^2 . L_0$ l'inductance du secondaire à N spires

$Z_0 = v . t$

Nous obtenons

$$\Phi_{\text{primaire}} = L_0 \frac{Q_{\text{faisceau}}(t + \frac{h}{v}) - Q_{\text{faisceau}}(t)}{\frac{h}{v}} = \frac{L_S}{N^2} \frac{Q_{\text{faisceau}}(t + \frac{h}{v}) - Q_{\text{faisceau}}(t)}{\frac{h}{v}} \quad (\text{II-14})$$

$$\Phi_{\text{secondaire}} = \frac{L_S . i_S}{N} \quad (\text{II-15})$$

En remplaçant dans les équations II-7, II-8 les valeurs des flux, nous avons en transformée de Laplace de variable $p = j2\pi F$:

$$I_S = \frac{\frac{L_S}{R}}{\frac{L_S}{R} p + 1} . (1 - e^{-p \frac{h}{v}}) \frac{v}{h} \frac{I_{\text{faisceau}}}{N} \quad (\text{II-16})$$

La plage de fréquence de travail commence à 7MHz et la fréquence de coupure basse du FCT (§II.1.2), définie par $f_{basse} = \frac{1}{2\pi} \frac{R}{L_s}$, est de 10kHz. Donc pour une fréquence de travail $F \gg f_{basse}$, l'équation II-16 devient

$$I_s = \frac{1}{p} \cdot (1 - e^{-p \frac{h}{v}}) \frac{v}{h} \frac{I_{faisceau}}{N} \quad (II-17)$$

Dans l'espace temporel, il vient

$$i_s = \frac{1}{N} \frac{Q_{faisceau}(t) - Q_{faisceau}(t + \frac{h}{v})}{\frac{h}{v}} \quad (II-18)$$

La tension de sortie du FCT s'écrit

$$V_s = \frac{R}{N} \frac{Q_{faisceau}(t) - Q_{faisceau}(t + \frac{h}{v})}{\frac{h}{v}} \quad (II-19)$$

Cette relation est une intégration de l'intensité instantanée du faisceau due à la longueur du transformateur. Elle n'est valable qu'à condition d'être dans la bande passante du FCT.

Ce calcul permet de déduire les caractéristiques théoriques de la tension de sortie du FCT en fonction de l'intensité instantanée du faisceau (forme, extension en phase,...).

Forme du signal

Pour mieux simuler la forme réelle du signal, une intensité instantanée dissymétrique représentative de l'intensité réelle du faisceau est choisie (figure II.3).

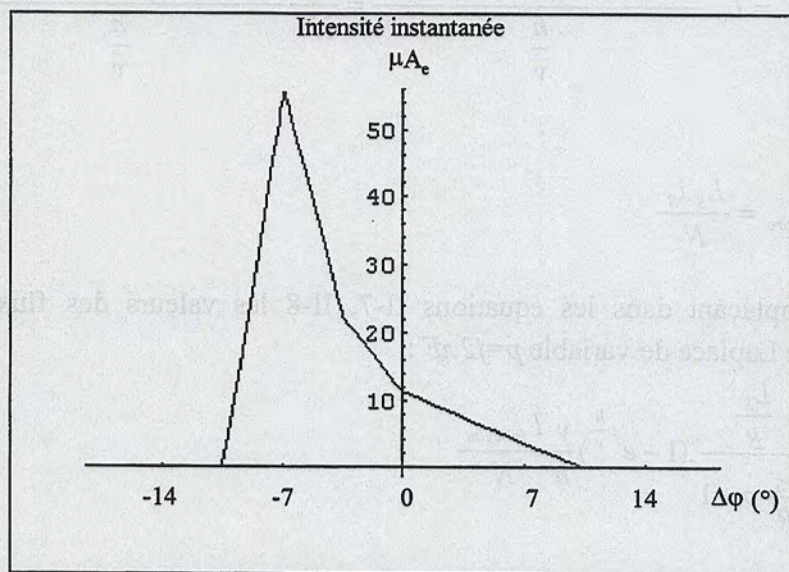


Figure II-3 : Intensité instantanée $i(t)$ d'un paquet de longueur au pied $\Delta\phi=21^\circ$, d'intensité moyenne $1\mu Ae$, de fréquence $F=10\text{MHz}$.

La figure II-4 présente l'allure de la tension en sortie du FCT, V_S , en fonction de la longueur spatiale des paquets donc de l'emplacement du transformateur dans l'accélérateur (L1, L2, L3) :

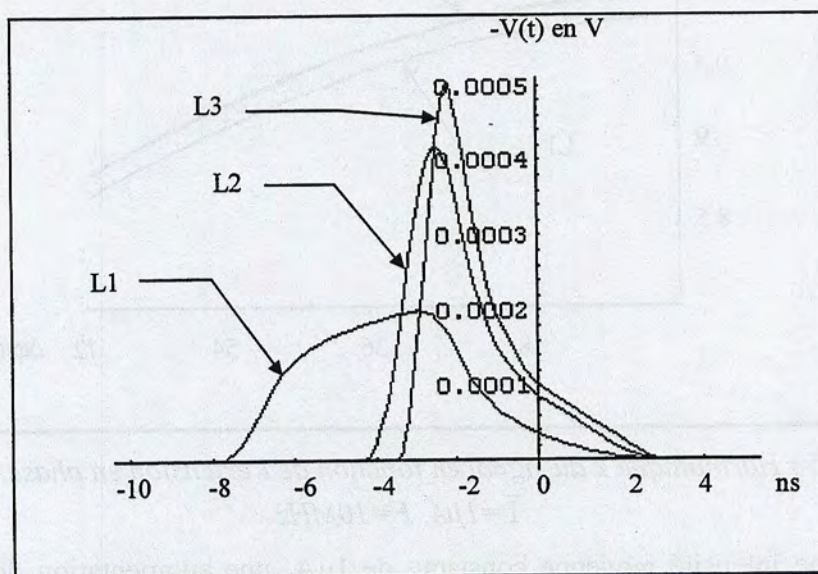


Figure II-4 : Tension de sortie du FCT à 10MHz dans L1, L2, L3 sous 50Ω

La forme de la tension de sortie du FCT dépend de la longueur géométrique du paquet. Dans L3, c'est à dire lorsque la longueur spatiale du paquet est grande par rapport à la longueur, h , du FCT, les différences en amplitude et en longueur temporelle entre les tensions des équations II-3 et II-19 sont inférieures à 1%. Dans ces conditions, il n'y a plus d'effet d'intégration du FCT.

Cette étude permet d'analyser les différentes composantes du signal de sortie du FCT (harmonique, amplitude, aire) en fonction de l'intensité moyenne du faisceau mais aussi en fonction des paramètres du faisceau ($\Delta\phi$). Par ailleurs, si nous connaissons la valeur crête de la tension en fonction de l'intensité, nous pouvons optimiser la chaîne de mesure décrite au chapitre IV.

II.2.2.EXTRACTION D'UNE HARMONIQUE

L'intensité instantanée, et par conséquent la tension de sortie du FCT, est périodique de période $T=1/F$ imposée par les cavités accélératrices des cyclotrons. Le signal peut se décomposer en série de Fourier ou encore en une succession d'harmoniques de fréquence multiple à la fréquence fondamentale F . Une solution classique de traitement d'un signal consiste à détecter une de ces harmoniques. Le rayonnement électromagnétique des différents équipements de l'accélérateur (cavités accélératrices, groupeurs...) sur les diagnostics crée un bruit synchrone essentiellement présent sur la fréquence fondamentale. Pour se prémunir de ce bruit, nous pouvons choisir d'extraire l'harmonique 2 ($2 \times F$) de la tension de sortie. Si l'on opte pour ce type de détection, il faut s'assurer que la forme du paquet n'influence pas la mesure. Les variations de l'harmonique 2 ($H2$) occasionnées par une variation du $\Delta\phi$ pour une intensité moyenne constante sont représentées sur la figure suivante.

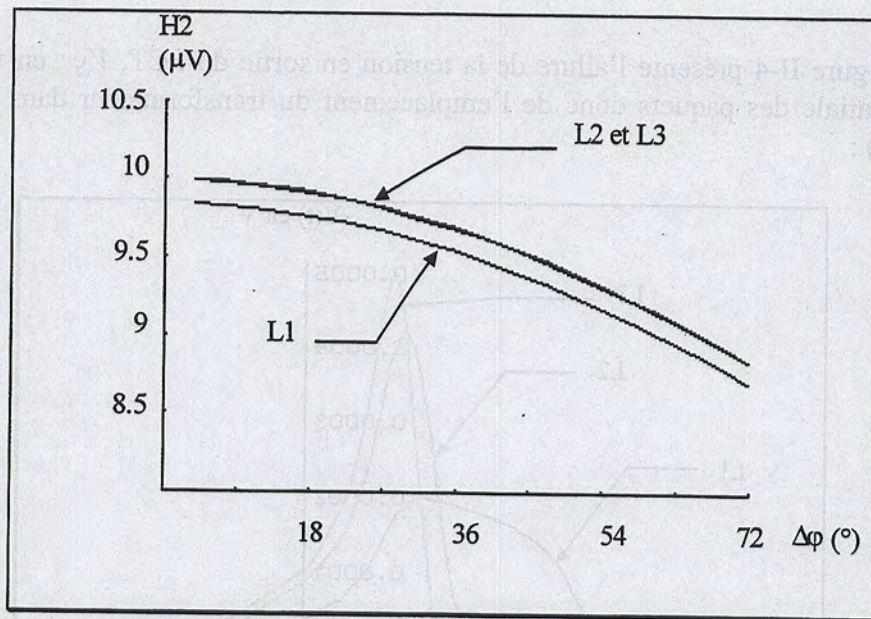


Figure II-5 : Harmonique 2 du signal en fonction de l'extension en phase au pied $\Delta\phi$,
 $\bar{I}=1\mu A$, $F=10MHz$

Pour une intensité moyenne constante de $1\mu A$, une augmentation de l'extension en phase d'un facteur 2 induit une erreur de la valeur de l'harmonique 2 du signal supérieure à 3% pour une fréquence de 10MHz.

II.2.3. EXTRACTION DE L'AMPLITUDE CRÊTE CRÊTE

Une autre technique de traitement consiste à mesurer l'amplitude de l'impulsion de sortie du FCT dont voici les variations en fonction du $\Delta\phi$ du paquet d'ions.

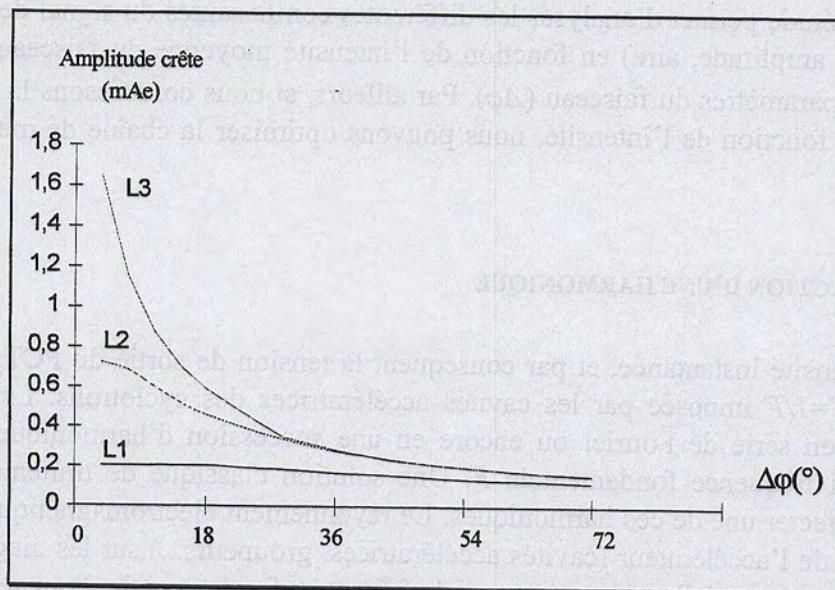


Figure II-6 : Amplitude crête du signal en fonction de la longueur au pied à intensité moyenne constante $=1\mu Ae$

Pour une intensité moyenne constante de $1\mu A$, une augmentation de l'extension en phase d'un facteur 2 induit une erreur de la valeur de l'amplitude crête crête du signal supérieure à 10% pour une fréquence de 10MHz.

II.2.4. EXTRACTION DE L'AIRE

L'intégration, sur une période T , du courant secondaire i_s (équation II-18) issu du couplage par le faisceau s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \int_0^T i_s . dt &= \frac{1}{N} \frac{v}{h} \int_0^T Q_{faisceau} \left(t + \frac{h}{v} \right) - Q_{faisceau} (t) . dt \\
 &= \frac{1}{N} \frac{v}{h} \int_0^T \left(\int_{t-\frac{h}{v}}^{t+\frac{h}{v}} i_{faisceau} (t) . dt - \int_{t-\frac{h}{v}}^t i_{faisceau} (t) . dt \right) \\
 &= \frac{1}{N} \frac{v}{h} \int_0^T \int_{t-\frac{h}{v}}^{t+\frac{h}{v}} i_{faisceau} (t) . dt = \frac{v}{h} Q_{Total} \frac{h}{v} \\
 &= \frac{1}{N} \int_0^T i_{faisceau} . dt
 \end{aligned}
 \tag{II-20}$$

D'où

$$\int_0^T V_s . dt = \int_0^T R . i_s . dt = \frac{R}{N} \int_0^T i_{faisceau} dt
 \tag{II-21}$$

Cette aire est indépendante des variations de l'extension en phase d'un paquet. L'extraction de l'aire du signal permet en théorie d'avoir une mesure d'intensité sans erreur de précision.

Le calcul précédent montre que l'aire recueillie est indépendante de la longueur géométrique d'un paquet et de sa vitesse. Par conséquent, l'aire de la tension V_s issue du couplage par le faisceau et celle issue du couplage par un fil à une spire sont identiques.

Finalement, il est possible de simuler le faisceau par un fil à une spire à condition de calibrer l'aire de l'impulsion..

II.2.5. ANALYSE

Pour atteindre une précision inférieure à 1% fixée par les spécifications, seule la mesure de l'aire de l'impulsion de sortie du FCT convient.

De plus, si l'on extrait l'aire, la relation qui existe entre la valeur moyenne de l'intensité du faisceau et celle de la tension est simple quelle que soit la vitesse et la longueur géométrique des paquets dans l'accélérateur. A priori, il est possible de calibrer hors ligne le transformateur à l'aide d'une spire et de fixer le gain quelque soit le type d'ions accéléré.

II.3. VALIDATION

Le calibrage permet de déterminer la précision de la mesure de l'intensité. Cela sous entend qu'il faille calibrer le capteur et la chaîne d'acquisition. Dans ce paragraphe, on s'intéresse à l'étalonnage du transformateur seul.

Deux dispositifs peuvent être mise en œuvre dans le cas des transformateurs

- le calibrage en ligne : il s'agit ici d'étalonner avec un diagnostic d'intensité de faisceau autonome sur l'accélérateur. On veillera à ce que les deux dispositifs soient relativement proche l'un de l'autre pour éviter toute perte d'intensité entre les deux. Toutefois, ce type d'étalonnage suggère que les deux diagnostics ne se perturbent pas entre eux et que l'outil de calibrage soit précis. Nous verrons ultérieurement un exemple de calibrage en ligne à l'aide d'une coupelle de Faraday.
- le calibrage hors ligne : si nous connaissons mal l'intensité instantanée d'un paquet avec précision, le calibrage hors ligne peut s'avérer intéressant. Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, que le faisceau peut être simulé par un fil à une spire. A l'aide d'un dispositif adéquat, nous pouvons étalonner une mesure d'intensité à condition d'extraire l'aire du signal délivré par le FCT. Ce calibrage offre aussi la possibilité de connaître le comportement global du FCT et les caractéristiques réelles du transformateur (progression de la perméabilité relative en fonction de la fréquence, sensibilité, bande passante...)

Le principe de ce dernier type de calibrage est discuté ci-après de même que ses limites.

II.3.1. CARACTÉRISTIQUES MESURÉES HORS LIGNE

II.3.1.1. Dispositif mécanique du calibrage hors ligne

Dans le cas de transformateurs BF, il est possible de calibrer ou de tester le diagnostic par une spire formée d'un simple fil conducteur. Avec le FCT, puisqu'il s'agit de signaux HF en circuit primaire, il est nécessaire d'utiliser un dispositif particulier pour éviter toutes réflexions : une ligne coaxiale, d'impédance caractéristique Z_C , formée d'une enveloppe extérieure et d'une âme intérieure par où transite le signal HF. Le transformateur est placé entre l'âme et la masse (figure II-7). L'enveloppe extérieure est fermée et devient un blindage contre toutes perturbations extérieures. Le cuivre est choisi comme matériau conducteur pour sa haute conductivité.

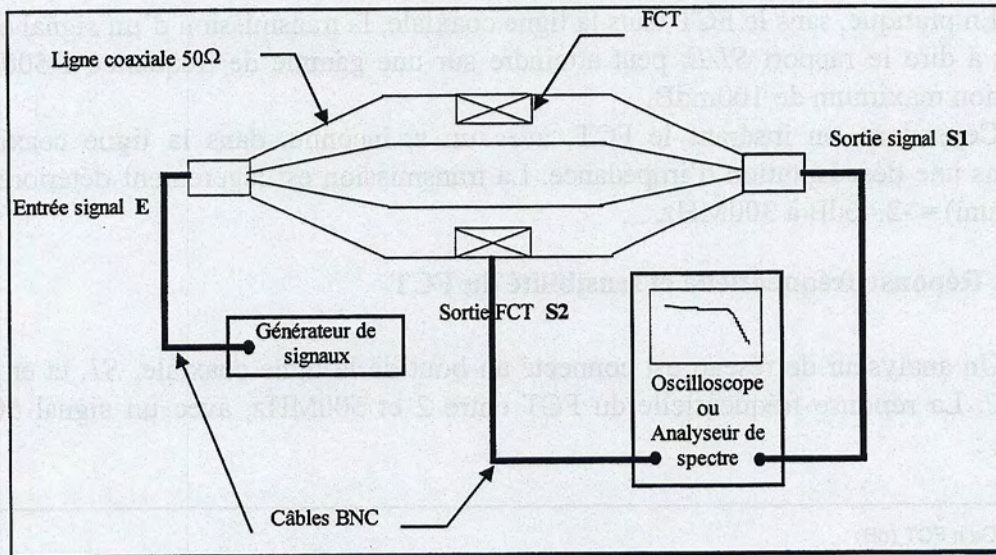


Figure II-7 : Dispositif de calibrage hors ligne

L'élaboration d'une ligne coaxiale demande de respecter certaines contraintes liées aux dimensions imposées par le FCT et définies par les équations de l'impédance caractéristique d'une ligne cylindrique 50Ω.

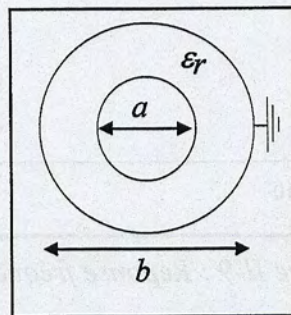


Figure II-8 : Section d'une ligne coaxiale cylindrique

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (II-22)$$

avec b : diamètre du cercle extérieur de la ligne
 a : diamètre du cercle intérieur de la ligne
 ϵ_r : permittivité relative du matériau isolant
 par commodité nous prendrons l'air comme isolant $\epsilon_r=1$

Pour que l'impédance caractéristique Z_c soit de 50Ω, la ligne coaxiale cylindrique doit respecter le ratio des diamètres suivant : $\frac{b}{a} = 2.3$. La figure II-7 présente le dispositif qui débute et finit en cône pour une connexion avec des câbles classiques.

En pratique, sans le FCT dans la ligne coaxiale, la transmission d'un signal entre $S1$ et E , c'est à dire le rapport $S1/E$, peut atteindre sur une gamme de fréquence 1-500MHz une atténuation maximum de 100mdB.

Cependant, en insérant le FCT, avec un ε_r inconnu, dans la ligne coaxiale, nous subissons une désadaptation d'impédance. La transmission est légèrement détériorée et $S1/E$ (maximum) = -2.46dB à 300MHz.

II.3.1.2. Réponse fréquentielle et sensibilité du FCT

Un analyseur de réseau est connecté au bout de la ligne coaxiale, $S1$, et en sortie du FCT, $S2$. La réponse fréquentielle du FCT entre 2 et 500MHz, avec un signal 50 Ω est la suivante :

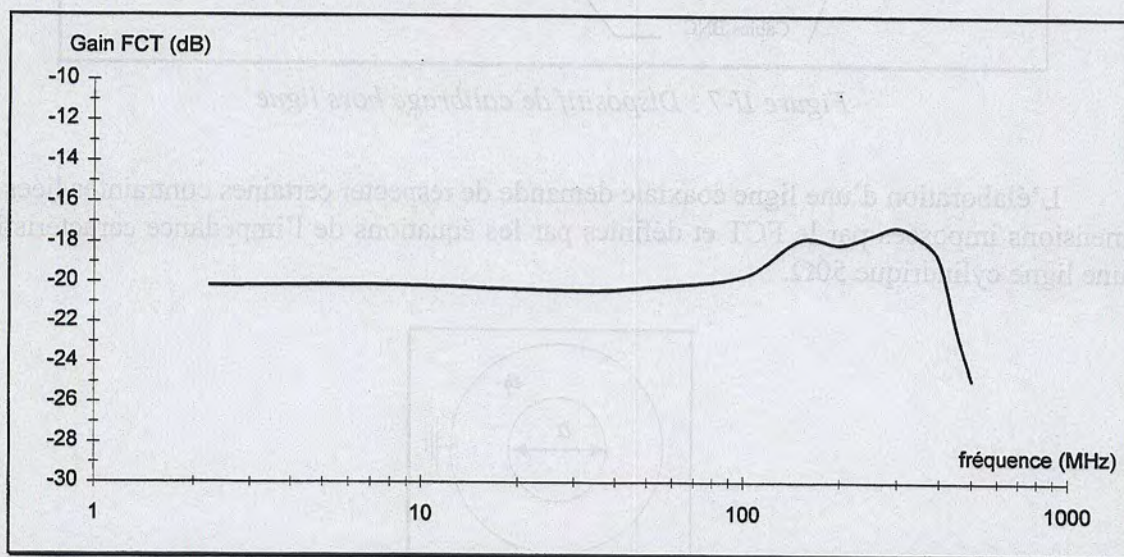


Figure II-9 : Réponse fréquentielle du FCT

Les fréquences inférieures à 2MHz ne nous intéressent pas car les fréquences fondamentales du GANIL commencent à 7MHz. En simulant le faisceau par un signal sous une impédance 50 Ω , on observe que la bande passante est suffisamment élevée pour transmettre toute l'information de l'intensité instantanée du faisceau puisque sa bande passante maximum atteint ~400MHz.

Pour les premières harmoniques du signal, le gain est $\left| \frac{S_2}{S_1} \right|_{dB} \approx -20dB$.

Or, la tension d'entrée sous 50 Ω est $S1=50.I1$.

Donc, l'impédance de transfert s'écrit : $\left| \frac{S_2}{I_1} \right| = 5$. C'est la sensibilité que l'on trouve précédemment (équation II-3) pour $N=5$ spires et pour des fréquences de travail dans la bande passante du FCT.

II.3.1.3. Calibrage de l'aire du signal issu du FCT

Nous avons vu que le FCT possède la propriété intéressante d'être calibré hors ligne à condition d'extraire l'aire du signal. Dans cette simulation, l'aire du signal injecté, $S1$, est

mesurée et est comparée à celle du signal de sortie du FCT, S_2 . En analysant le procédé de calibrage, quelques différences avec la sensibilité théorique sont prévisibles.

En effet, le faisceau « couple » toujours très bien avec le tore car l'impédance de source du faisceau est infinie. Pour calibrer hors ligne les FCT, la source, la ligne de transmission et la charge forment un ensemble adapté 50Ω . Malgré toutes les précautions employées, le passage du signal dans l'ouverture du tore ne fait pas exactement une impédance caractéristique de 50Ω . De ce fait, la transmission de puissance du signal 50Ω au tore est amoindri et devient imparfaite (réflexions) par rapport au dispositif en ligne. Ces réflexions sont présentes non seulement au niveau du circuit primaire mais aussi au niveau du circuit secondaire. On suppose que les réflexions du primaire sont essentiellement présentes entre la source de signal et le FCT. La ligne étant adaptée 50Ω , le signal transmis après le FCT ne subirait pas de modifications. C'est pourquoi, nous étudions par la suite la sortie du FCT, S_2 , par rapport à S_1 et non par rapport à E qui est le signal injecté par le générateur (figure II-7).

Une impulsion de fréquence $F=10\text{MHz}$, de longueur au pied temporelle $\sim 6\text{ns}$ est générée en E . Nous mesurons son aire en S_1 à l'aide des données de l'oscilloscope numérique. De la même façon, nous calculons l'aire de sortie du FCT en rehaussant le signal de sa valeur moyenne car le signal issu du FCT est de valeur moyenne nulle. Nous établissons ensuite le rapport des deux aires.

En pratique, la sensibilité en aire est : $\frac{\langle S_2 \rangle}{\langle S_1 \rangle} = 10.32 \pm 0.02$. Cette barre d'erreur est mesurée avec plusieurs amplitudes de pulses. En théorie, le rapport des aires en tension est de 10 soit $\sim 3\%$ de moins qu'en pratique. Cette erreur de précision est sans doute due aux réflexions dans le circuit primaire et secondaire et à l'appareil de mesure.

II.3.1.4. Analyse

Ce type de test hors ligne permet de vérifier certaines caractéristiques fournies par le constructeur (temps de réponse, bande passante, dynamique...). Cependant il paraît difficile de déterminer précisément la sensibilité du FCT par cette méthode. Rappelons que nous sommes dans des conditions moins satisfaisantes qu'en ligne puisque la transmission de puissance du signal 50Ω au tore est imparfaite (réflexions). Il est préférable de supposer que le transformateur, en ligne, possède une précision absolue en sensibilité en courant c'est à dire

$\langle i_s \rangle = \frac{1}{N} \langle i_{\text{faisceau}} \rangle$ (voir §.II.2.4). Un étalonnage en ligne doit permettre de vérifier cette relation.

L'erreur de précision de la mesure d'intensité peut être due :

- à la désadaptation d'impédance entre la sortie du FCT et l'entrée de la chaîne d'acquisition. En général, l'impédance de sortie du FCT est de $50\Omega \pm 1\Omega$ sur une gamme en fréquence de 1 à 200MHz.
- aux imperfections de l'étalonnage du gain de la chaîne.

II.3.2. CARACTÉRISTIQUES MESURÉES EN LIGNE

II.3.2.1. Dispositif mécanique

Le transformateur d'intensité décrit ci-dessus nécessite quelques précautions avant utilisation. En effet, de par les lois de l'électromagnétisme, le faisceau d'ions s'accompagne d'une image superficielle sur la chambre à vide mise au potentiel nul. Il s'agit du principe exposé dans le chapitre III. Sommer ce courant superficiel déposé sur la chambre revient à retrouver exactement l'intensité totale du paquet de signe opposé. Pour un fonctionnement correct du transformateur, il est nécessaire d'insérer une discontinuité dans la construction mécanique interrompant ainsi ce courant superficiel encore appelé courant de masse.

Par ailleurs, l'ambiance dans laquelle demeure le FCT implique que l'on dispose un écran autour du capteur. Le rayonnement électromagnétique dû essentiellement aux cavités accélératrices H.F. des cyclotrons, aux transports des signaux H.F. via les câbles, constitue une source de bruit synchrone. Ce sont des bruits déterministes. Puisque la bande passante est large, la mesure peut être perturbée par toutes les ondes R.F. (ondes radio, émetteurs publics pompier et gendarmerie, CB...).

Ainsi nous verrons, en premier lieu, l'efficacité théorique du blindage pour limiter l'influence de tout parasite extérieur sur le transformateur. Nous aborderons, ensuite, les différents dispositifs mécaniques nécessaires à la protection contre un environnement perturbateur et choisirons le blindage le plus efficace.

Étude C.E.M

L'observation à l'analyseur de spectre du signal de sortie du FCT montre qu'il est indispensable d'installer un écran électromagnétique isolateur. L'étude en Compatibilité ElectroMagnétique permet de choisir les matériaux d'écran les plus efficaces. Cet écran électromagnétique (blindage) est une enceinte destinée à atténuer l'intensité des champs électromagnétiques dans une région de l'espace.

Dans l'analyse qui suit, nous décrivons des cas simples de blindage [35,36] afin d'interpréter qualitativement la spécificité et le comportement des différents écrans et d'orienter notre choix vers un type d'écran.

La théorie des champs, qui est illustrée en figure II-10, permet de distinguer les champs en ondes planes, en ondes magnétiques ou en ondes électriques en fonction de la distance, d , entre la source de bruit et le point d'observation.

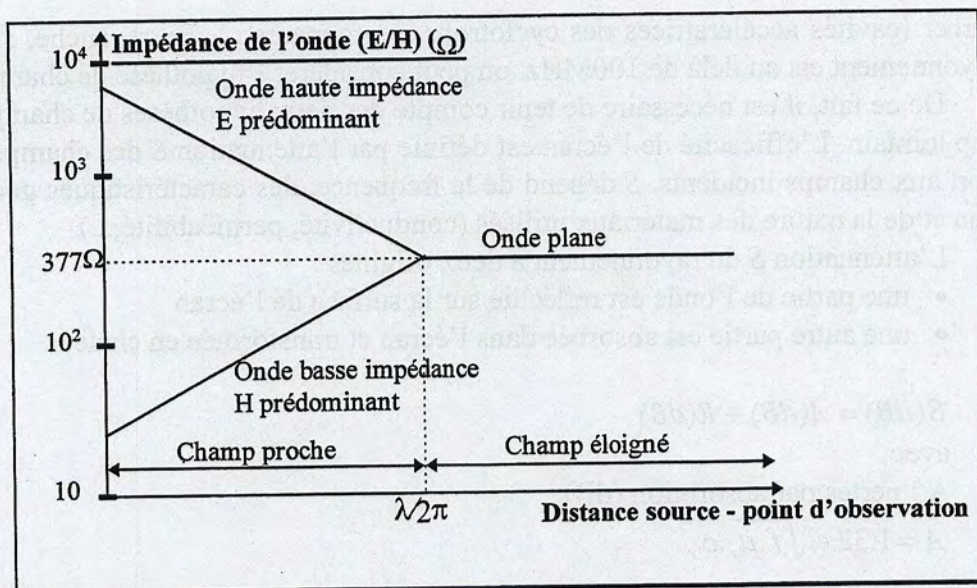


Figure II-10 : Théorie des champs

Pour une distance $d > \lambda/2\pi$ (λ : longueur d'onde), le champ dépend essentiellement du milieu de propagation. Le rapport $Z_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \frac{\text{champ électrique}}{\text{champ magnétique}}$, impédance d'onde, reste constant et est égal à 377Ω dans l'air. Dans cette zone, appelée zone de champ éloigné, les champs \vec{E} et \vec{H} sont liés et étudiés globalement par les modèles d'ondes planes.

Dans la région de l'espace proche de la source, le rapport Z_0 ne reste pas constant. Si la source est à tension élevée et débite peu, l'impédance d'onde est élevée et le champ électrique est prépondérant. Si la source est à faible tension mais débite un courant élevé, Z_0 est faible et le champ magnétique est prépondérant. Dans cette zone, dite zone de champ proche, les champs électrique et magnétique sont étudiés séparément.

Aux fréquences utilisées au GANIL (entre 7 et 14MHz pour les harmoniques fondamentales), le tableau suivant présente la distance limite, $\lambda/2\pi$, en fonction de la fréquence.

Fréquence (MHz)	distance limite entre la source de bruit et le point d'observation (m)
7	6.8
14	3.4
21	2.2
100	0.5
150	0.3

Tableau II-1 : Distance limite en fonction de la fréquence

Pour des perturbations ayant des fréquences avoisinant celles des premières harmoniques du faisceau, l'hypothèse du champ proche est souvent vérifiée car les diagnostics d'intensité peuvent être proches des équipements susceptibles de rayonner et donc de

perturber (cavités accélératrices des cyclotrons, regroupeurs...). En revanche, si la fréquence du rayonnement est au delà de 100MHz, on peut considérer l'hypothèse de champ lointain.

De ce fait, il est nécessaire de tenir compte des deux hypothèses de champ proche et de champ lointain. L'efficacité de l'écran est définie par l'atténuation S des champs transmis par rapport aux champs incidents. S dépend de la fréquence, des caractéristiques géométriques de l'écran et de la nature des matériaux utilisés (conductivité, perméabilité,...).

L'atténuation S du rayonnement a deux origines :

- une partie de l'onde est réfléchiée sur la surface de l'écran
- une autre partie est absorbée dans l'écran et transformée en chaleur

$$S(\text{dB}) = A(\text{dB}) + R(\text{dB}) \quad (\text{II-23})$$

avec

A : pertes par absorption (dB)

$$A = 1.32.e.\sqrt{f.\mu_r.\sigma_r} \quad (\text{II-24})$$

R : pertes par réflexion (dB)

$$\text{pour une onde plane } R_p = 168 - 10.\log\left(\frac{\mu_r}{\sigma_r}.f\right) \quad (\text{II-25})$$

$$\text{pour un champ électrique } R_E = 319 - 10\log\left(\frac{\mu_r}{\sigma_r} f^3 d^2\right) \quad (\text{II-26})$$

$$\text{pour un champ magnétique } R_H = 15.5 + 10\log\left(\frac{\sigma_r}{\mu_r} f.d^2\right) \quad (\text{II-27})$$

F : fréquence du rayonnement (Hz)

e : épaisseur de l'écran (cm)

μ_r : perméabilité relative de l'écran par rapport au cuivre

σ_r : conductivité relative de l'écran par rapport au cuivre

d : distance entre la source supposée ponctuelle et l'écran (cm)

Les pertes par réflexion varient en $\log \frac{\mu_r}{\sigma_r}$ alors que les pertes par absorption évoluent en $\sqrt{\mu_r.\sigma_r}$. De plus, les pertes par réflexion ne dépendent pas de l'épaisseur de l'écran contrairement aux pertes par absorption.

A l'aide d'abaques, les tableaux suivants présentent les diverses pertes en fonction de la fréquence des matériaux en laiton (feuillard disponible au GANIL de 0.2 mm d'épaisseur) et en inox (matériau des lignes de transfert du faisceau de 2 mm d'épaisseur). En fait, il s'agit des situations où le transformateur est à l'extérieur ou à l'intérieur de la chambre à vide. Dans l'hypothèse de champs proches, il est difficile de définir la distance entre la source de bruits déterministes et le point d'observation. En effet, en théorie la source et le point d'observation sont supposés ponctuels mais, en pratique, cette hypothèse n'est pas valide car les rayonnements électromagnétiques proviennent de divers équipements répartis dans les salles CSS. Par ailleurs, les câbles par lesquels transitent les signaux HF sont aussi des sources de bruits. On vérifie que le diagnostic est approximativement distant de 50cm d'une quelconque source de bruit.

Atténuation (dB)	7 MHz	150 MHz
onde plane		330
champ électrique	105	
champ magnétique	155	

Tableau II-2 : Efficacité globale d'un écran en laiton de 0.2mm d'épaisseur en fonction du phénomène électromagnétique

Atténuation (dB)	7 MHz	150 MHz
onde plane		>1000
champ électrique	>1000	
champ magnétique	>1000	

Tableau II-3 : Efficacité globale d'un écran en inox de 2mm d'épaisseur en fonction du phénomène électromagnétique

Dans ces deux cas de figures, il semblerait qu'aux fréquences pratiquées au GANIL, l'épaisseur joue un rôle important dans l'efficacité de l'écran. Par conséquent, les pertes par absorption deviennent prépondérantes.

Avec un blindage en feuillard de laiton, les bruits déterministes sont déjà atténués.

Avec un écran d'acier inoxydable, les pertes par réflexion sont négligeables. Les pertes par absorption sont considérables quelle que soit la fréquence à partir de 7 MHz et soulignent l'intérêt d'avoir un écran de ce type.

Notons que ces valeurs sont difficilement vérifiables en pratique car il s'agit de calculs théoriques pour des écrans idéaux sans discontinuité. Ces calculs permettent cependant d'orienter notre choix vers un type d'écran. C'est une indication sur la méthode et non sur l'efficacité réelle. Une atténuation de 1000dB n'a pas de réel sens en pratique car il subsiste toujours des discontinuités, des problèmes de contact, des problèmes de connections avec les câbles...

En pratique, il est possible de connaître approximativement l'efficacité réelle de l'écran contre les perturbations extérieures par analyse spectrale du signal provenant du FCT sans présence de faisceau. En mesurant les bruits déterministes en ligne avec et sans blindage, on en déduit l'action du blindage. Notons que les câbles, même bien blindés, sont un capteur de bruit déterministe et peuvent réduire considérablement l'efficacité de l'écran.

Ce sont les remarques précédentes qui nous conduisent aux solutions décrites ci-après.

Transformateur à l'extérieur de la chambre à vide avec un blindage électromagnétique en laiton

Le blindage est fixé de part et d'autre du FCT de manière à relier le blindage à la masse mécanique le plus continûment possible. La masse électrique du FCT est aussi reliée au blindage. Le dispositif mécanique est présenté sur la figure suivante :

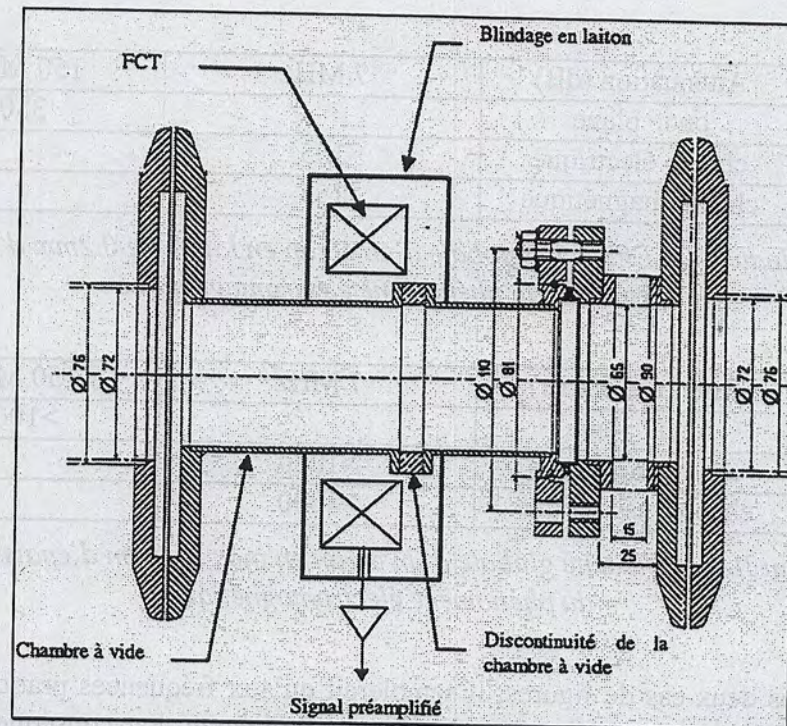


Figure II-11 : Blindage en laiton du FCT placé à l'extérieur de la chambre à vide

Ce dispositif est placé dans la section L1 de l'accélérateur en sortie du cyclotron injecteur.

La discontinuité de la chambre à vide par une céramique sert à interrompre le courant de masse qui accompagne le faisceau afin d'éviter que le FCT ne voit à la fois le faisceau et son image de signe opposé. C'est aussi une discontinuité du blindage qui peut permettre l'infiltration d'ondes électromagnétiques. Elle atténue donc l'efficacité globale du blindage.

Les câbles jouent un rôle important dans l'atténuation totale du bruit déterministe. Ils sont généralement bien blindés mais peuvent toutefois capter quelques perturbations HF.

Les masses électrique et mécanique sont reliées : on raccorde les masses du transformateur, du blindage et du câble pour éviter toute masse flottante.

Ce type d'écran possède une efficacité pratique de $\approx 50\text{dB}$ en ligne pour les bruits les plus puissants. Sans faisceau, nous sommes toutefois en présence de perturbations synchrones aux deux premières harmoniques du faisceau. Ce test nous a permis de nous rendre compte de l'atténuation réelle d'un écran en laiton et aussi de s'apercevoir qu'il était difficile d'éliminer complètement le bruit déterministe synchrone aux premières harmoniques du faisceau. Compte tenu de l'étude précédente en CEM, il semble intéressant de disposer le FCT dans la chambre à vide pour une atténuation encore plus grande du bruit synchrone.

Transformateur à l'intérieur de la chambre à vide

On s'assure tout d'abord que la perturbation ne provient pas de l'intérieur des lignes de transfert. Autrement dit, on vérifie en théorie que la chambre à vide ne constitue pas un guide d'onde pour les perturbations électromagnétiques. La théorie des guides d'ondes circulaires prévoit un diamètre du guide de 0.58 fois la longueur d'onde pour le transfert de l'onde dans de bonnes conditions.

Pour 7 MHz, il faudrait un diamètre du guide de 25m et pour 500MHz, un diamètre de 350mm. Sachant que le diamètre des lignes de transfert n'excède pas ~90mm, il semblerait que les perturbations ne puissent pas se propager par l'intérieur de la chambre.

Dans notre cas, la fréquence de l'onde perturbatrice est très inférieure à la fréquence de coupure du guide donnée par la relation :

$$f_c = c/\lambda_c \text{ dans l'air}$$

avec

$$\lambda_c = 3.41a : \text{longueur d'onde de coupure d'un guide circulaire de rayon intérieur } a \text{ en mode TE}_{11}.$$

On trouve $f_c = 2\text{GHz}$

L'équation donnée par la théorie [37,38] de l'atténuation dans un guide d'onde circulaire lorsque $F < f_c$ devient impossible : il n'y a donc pas de propagation de l'onde dans le guide. Le diagnostic ne devrait pas être perturbé par une onde parasite à l'intérieur de la chambre à vide.

Le faisceau circulant dans un vide de $\sim 10^{-5}$ Pa, les diagnostics de faisceau, en particulier le FCT, doivent supporter le vide et ne pas le polluer. Or, un test sous vide du FCT a révélé qu'il évacuait des substances comme de l'eau, de l'hydrogène, des hydrocarbures issus de matériaux isolants...C'est pourquoi le FCT doit être dans une enceinte hermétique.

Une discontinuité en verre est incérée dans l'enceinte pour éviter une boucle électrique autour du FCT.

De la même manière que le dispositif précédent, la masse du câble est connectée à la masse du transformateur et à la masse mécanique.

La figure suivante nous montre le dispositif mécanique

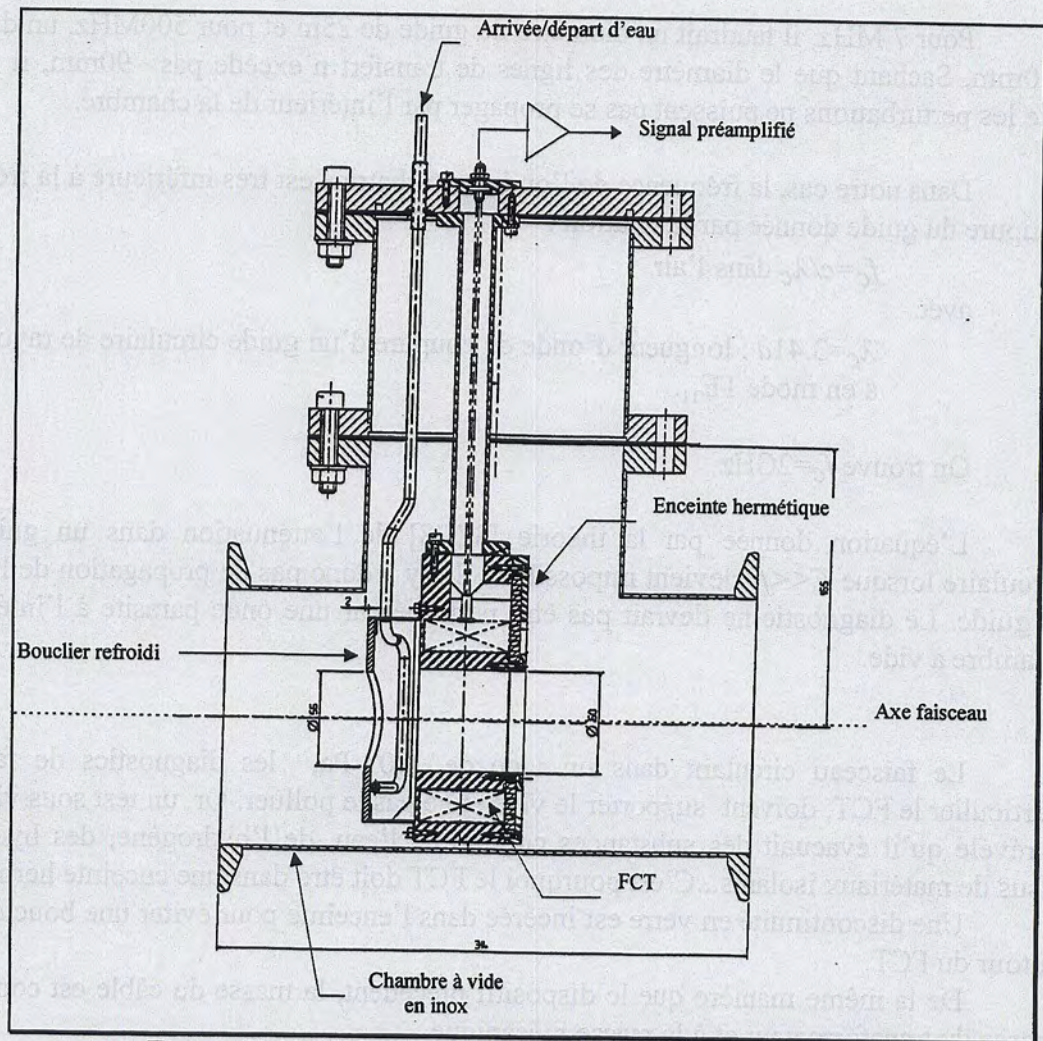


Figure II-12 : FCT situé à l'intérieur de la chambre à vide.

Ce dispositif est dans la salle du CSS1 dans la ligne L1. Les résultats obtenus avec ce dispositif ne sont pas réellement comparables à ceux du paragraphe précédent car l'ambiance perturbatrice n'est pas la même. Remarquons que l'amplitude dépend des hautes tensions des cavités accélératrices et du regroupeur situé avant le CSS1. Pour des tensions de $\sim 70\text{kV}$, il semble que ce principe de blindage permette d'atténuer les deux premières raies. Toutefois pour des tensions plus élevées, $\sim 150\text{kV}$, une ou deux raies de très faibles amplitudes (-70 à -90dBm) peuvent réapparaître.

La longueur de câble entre le capteur et le point de mesure est grande ($\sim 45\text{m}$). On est donc plus sensible aux perturbations HF.

Ce dispositif mécanique semble le plus efficace pour la mesure d'intensité à partir du FCT. Pour la maintenance, il est plus facilement démontable.

II.3.2.2. Validation en ligne

Pour des contraintes liées à la place disponible sur les lignes de transfert, le transformateur HF n'a pu être installé que dans la section L1 de l'accélérateur. Par conséquent, les seuls résultats théoriques que nous avons pu confronter aux réelles tensions provenant du FCT sont dans la section L1 de l'accélérateur.

De plus, il n'est pas possible de connaître la structure HF du faisceau car pour l'instant :

- il n'existe pas de système de mesure de $i(t)$ proche du transformateur
- il est difficile de connaître précisément la valeur du Δt au pied par les diagnostics à cause du bruit de fond

Notons que la mise en service de la coupelle de Faraday¹ n'a pas d'effet sur la tension de sortie du FCT. Tous les problèmes liés à l'amplification seront étudiés ultérieurement.

Voici l'exemple d'un signal de sortie du FCT pour un faisceau d' ^{18}O à la fréquence de 7.95MHz (figure II-13). En théorie, pour un paquet d'extension en phase de 21° , à 8MHz, pour la même amplification et la même intensité, il est prévu une tension crête crête de 90mV. En pratique, il est observé une tension crête crête 2 fois moins importante puisqu'elle est de $\sim 45\text{mV}$. Par ailleurs, la longueur au pied du signal atteint $\sim 72^\circ$ ($=25\text{ns}$ pour $F=8\text{MHz}$) ce qui est 2 fois supérieur à la théorie. Des expériences précédentes ont montré que les paquets, dans la ligne L1 avant regroupeur, possèdent une extension en phase au pied supérieure à 21° qui pouvait atteindre $\sim 40^\circ$. Par conséquent, l'impulsion de sortie est elle aussi plus large et est conforme à ce que prévoit la théorie.

La figure suivante présente le signal de sortie du FCT.

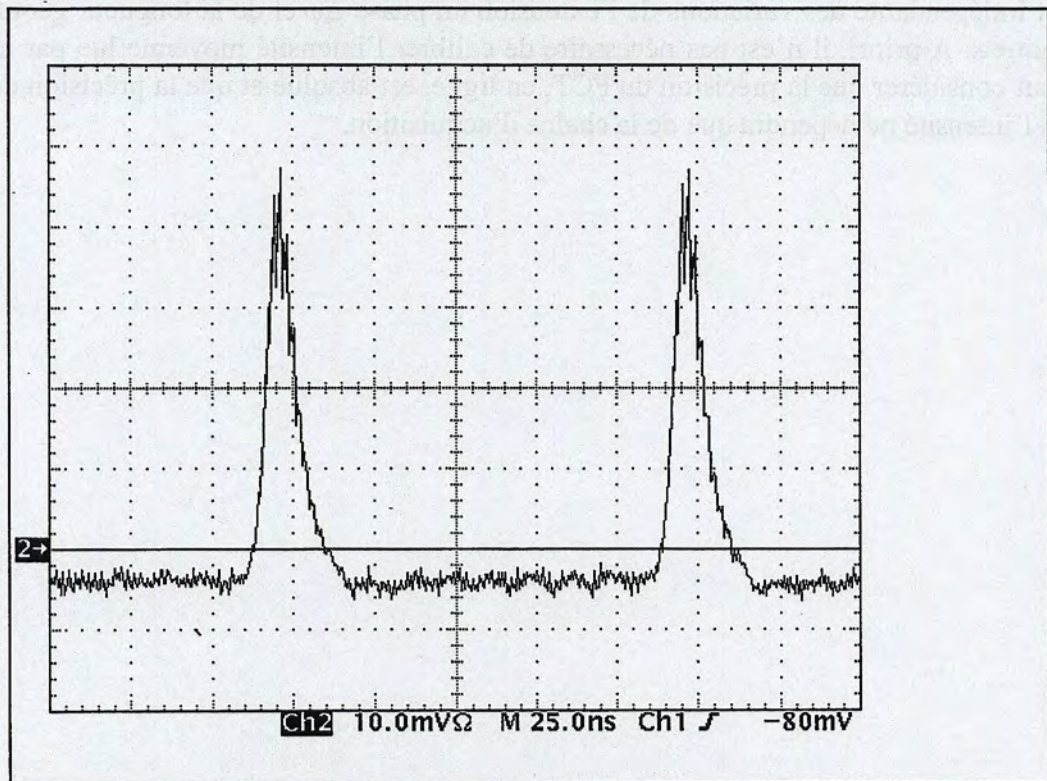


Figure II-13: Exemple de signal issu du FCT à 7.95MHz, pour $I=2\mu\text{A}$ avec une amplification=47dB

Les intensités moyennes mesurées par une coupelle de Faraday à proximité du FCT et la valeur moyenne de la tension de sortie sont relevées. La sensibilité $\frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ est déduite. La valeur moyenne de la tension est calculée à l'aide d'un fichier de points fournis par un oscilloscope numérique de grande bande passante. Le signal est rehaussé de sa ligne de base pour pouvoir calculer sa valeur moyenne.

¹ le dispositif de la coupelle sera montré dans le chapitre V

$\frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$	théorique	pratique
^{18}O à 7.95 MHz	5	5 ± 0.03
^{86}K à 11 MHz	5	5 ± 0.01
^{36}Ar à 13.45 MHz	5	5 ± 0.02

Tableau II-4: Comparatif des sensibilités $\frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ en théorie et en pratique

Les barres d'erreurs sont déduites de plusieurs manipulations avec différentes intensités de faisceau. Elles prennent en compte la précision de la mesure de l'intensité par une coupelle de faraday, la précision du gain de l'amplification du FCT et l'erreur du calcul numérique (discrétisation, détection de la ligne de base...).

En pratique, il est vérifié que la sensibilité $\frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ est la même que celle calculée. Il est donc intéressant d'extraire l'aire de l'impulsion (ou la tension moyenne) qui, en théorie, est indépendante des variations de l'extension en phase $\Delta\phi$ et de la longueur géométrique des paquets. A priori, il n'est pas nécessaire de calibrer l'intensité moyenne lue par un FCT. On peut considérer que la précision du FCT, en ligne, est absolue et que la précision de la mesure de l'intensité ne dépendra que de la chaîne d'acquisition.

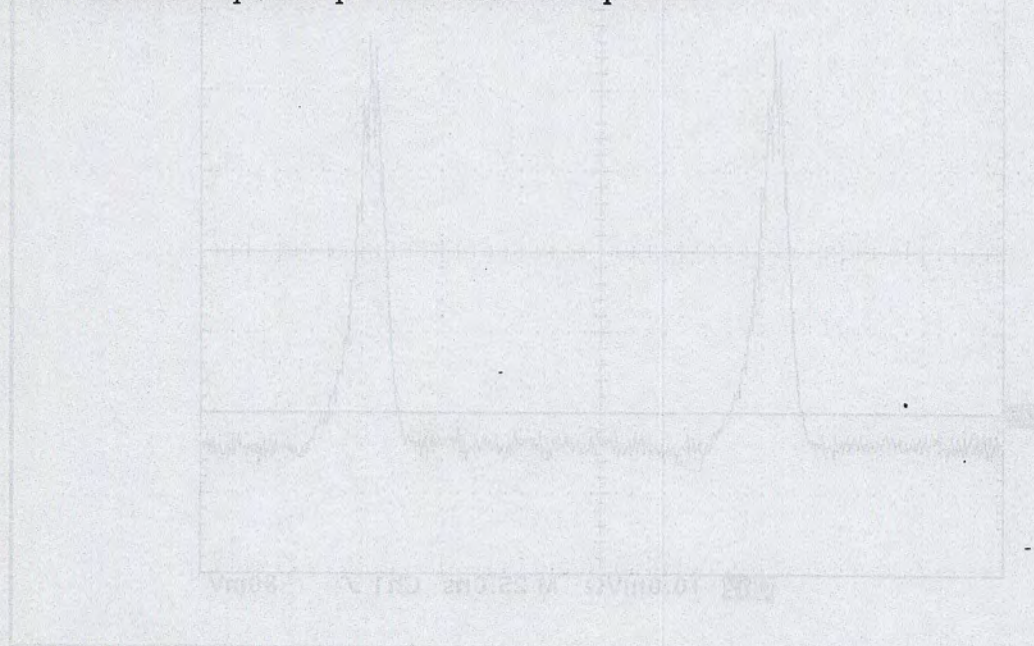


Figure II-13: Exemple de signal issu du FCT à 7.95 MHz. Pour $I = 2 \mu\text{A}$ avec une amplification de 4 dB. Les intensités moyennes mesurées par une coupelle de Faraday à proximité du FCT et la valeur moyenne de la tension de sortie sont relatives. La sensibilité $\frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ est déduite. La valeur moyenne de la tension est calculée à l'aide d'un logiciel de points fournis par un oscilloscope numérique de grande bande passante. Le signal est rebasé de sa ligne de base pour pouvoir calculer sa valeur moyenne.

II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous venons de voir qu'un transformateur d'intensité sensible à la structure haute fréquence du faisceau permettrait de mesurer l'intensité moyenne de manière quasi absolue. La simulation du faisceau par un conducteur est possible mais ne permet pas de mesurer la précision du capteur de manière satisfaisante.

Pour éviter d'être dépendant des variations de l'extension en phase des paquets et de leur longueur géométrique, les calculs ont montré qu'il est préférable d'extraire l'aire de l'impulsion, issu du transformateur. En principe, il n'est pas nécessaire d'étalonner le FCT. Toutefois, pour vérifier son bon fonctionnement, il est intéressant de mesurer l'intensité du faisceau par un autre dispositif proche du FCT.

Le capteur est réalisé par l'industriel BERGOZ et demande quelques précautions d'emploi. Notamment, le transformateur doit être blindé électromagnétiquement. Pour des raisons d'efficacité de blindage, le FCT est disposé à l'intérieur de la chambre à vide dans une enceinte pour ne pas polluer le vide. Pour éviter toute boucle électrique, une discontinuité est insérée dans l'enceinte.

Les tests en ligne ont permis de valider les calculs de sensibilité en aire du capteur et finalement, de confirmer le besoin d'avoir un traitement du signal qui extrait l'aire de l'impulsion.

III. SOLUTION À BASE DE SONDES CAPACITIVES

Les sondes capacitatives ont plusieurs applications (mesure de phase, de position..) dans les accélérateurs [39,40,41,42,43]. Ce sont des capteurs sensibles aux champs électriques créés par des particules chargées. Dans ce chapitre, nous décrivons le principe des sondes capacitatives et examinons s'il est possible d'extraire l'intensité moyenne du faisceau. Nous déterminons une méthode d'extraction de l'intensité moyenne du faisceau, \bar{I} . En fait, il s'agit, en premier lieu, d'identifier la relation qui existe entre \bar{I} et la tension de sortie de la sonde puis d'observer l'influence des caractéristiques du faisceau sur la précision de la mesure.



Figure III-1 : Principe de la sonde capacitative

La sonde capacitative est constituée de deux électrodes (supérieure et inférieure) qui forment une capacité. Lorsque le faisceau passe entre les électrodes, il crée un champ électrique qui agit sur les électrodes. La tension de sortie de la sonde est proportionnelle à l'intensité moyenne du faisceau. La relation entre la tension de sortie et l'intensité moyenne du faisceau est donnée par l'équation (III-1).

La tension de sortie de la sonde est donnée par l'équation (III-1). La relation entre la tension de sortie et l'intensité moyenne du faisceau est donnée par l'équation (III-2).

III.1. PRÉSENTATION DE LA SONDE CAPACITIVE

III.1.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Considérons un tube infini conducteur et plaçons un ensemble de particules chargées groupées, à la vitesse v , à l'intérieur du tube que forme la chambre à vide par exemple (figure 1). Par influence électrique [44,45], des charges de signe opposé sont induites à la surface de la chambre qui est conductrice (acier inoxydable). Ce phénomène physique lié aux lignes de champ électrique d'un paquet est à l'origine du courant de masse¹ qui se déplace à la même vitesse que les ions sur la chambre à vide. Remarquons qu'il s'agit de ce courant que l'on cherche à dévier avec les transformateurs d'intensité (chapitre II).

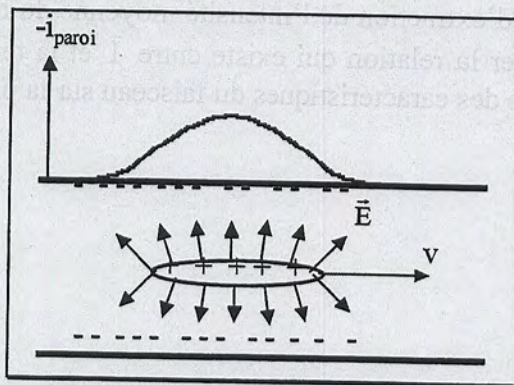


Figure III-1 : Courant de paroi par influence électrique

Dans ce cas, la charge totale induite sur la paroi de la chambre par un paquet est égale à la charge totale de ce paquet.

Le fonctionnement des sondes capacitatives repose sur le même principe physique à la différence près que les électrodes sont de longueurs finies. A un instant t donné, la charge totale déposée sur l'électrode est une fraction de la charge totale d'un paquet d'ions.

Cette électrode se comporte comme un condensateur que le faisceau d'ions charge à son passage [46,47] par influence.

A priori, les lignes de champ électrique dépendent de la densité de charges longitudinale d'un paquet donc de l'intensité du faisceau et de la longueur spatiale d'un paquet².

La figure suivante représente une sonde capacitive aux bornes de laquelle une tension est mesurée. Le faisceau chargé positivement induit par influence une densité de charges superficielles négative à l'intérieur de la sonde, $Q_e(t)$. $Q_c(t)$ est la densité de charges à l'extérieure de l'électrode qui vient s'opposer à $Q_e(t)$.

¹ encore appelé courant de retour, wall current, courant de paroi

² voir la définition au § I.1

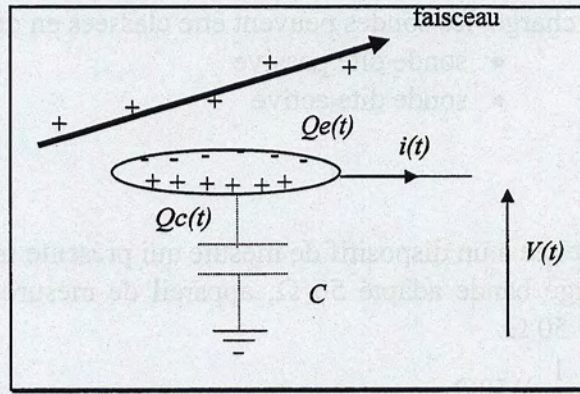


Figure III-2 : Principe d'une sonde capacitive

Soit C la capacité que forme l'électrode par rapport à la masse

$Q_e(t)$ s'écrit :

$$Q_e(t) = Q_c(t) + \int i(t) dt \quad (\text{III-1})$$

ou encore

$$i(t) = \frac{dQ_e(t)}{dt} - \frac{dQ_c(t)}{dt} \quad (\text{III-2})$$

$$\text{or } V(t) = \frac{Q_c(t)}{C} \quad (\text{III-3})$$

donc III-2 devient

$$i(t) = \frac{dQ_e(t)}{dt} - C \frac{dV(t)}{dt} \quad (\text{III-4})$$

or $C \frac{dV(t)}{dt}$ est le courant $I(t)$ qui traverse une capacité C sous une tension $V(t)$

d'où le modèle électrique équivalent

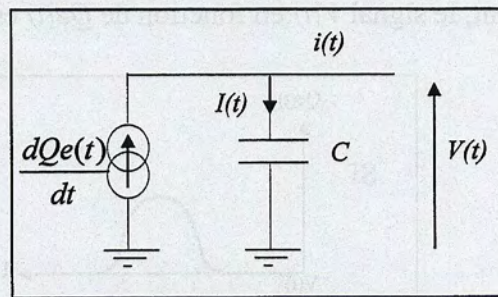


Figure III-3 : Modèle électrique d'une sonde

Si une impédance de charge est connectée à la sortie de la sonde, l'impédance équivalente de la charge totale s'écrit :

$$Z_{\text{équivalente}} = \frac{Z}{1 + jZC\omega} \quad (\text{III-5})$$

Selon le type de charge, les sondes peuvent être classées en deux catégories :

- sonde dite passive
- sonde dite active

Sonde passive

L'électrode est reliée à un dispositif de mesure qui présente une impédance d'entrée de 50Ω (amplificateur large bande adapté 50Ω , appareil de mesure H.F...). L'impédance de charge est donc $Z = R = 50 \Omega$.

Si C est tel que $\frac{1}{C\omega} \gg 50 \Omega$

$$\text{alors } Z_{eq} \approx R \text{ et } V(t) = R \frac{dQ_e(t)}{dt} \quad (III-6)$$

Sonde active

Dans ce deuxième cas, l'impédance de charge, Z , est grande devant l'impédance de la capacité.

Si $Z = C_{ampli}$ (amplificateur haute impédance)

$$\text{on a alors : } V(t) = \frac{Q_e(t)}{C + C_{ampli}} \quad (III-7)$$

avec C : capacité électrode masse

La tension, en sortie de capteur, est l'image directe de la densité de charge déposée sur la sonde.

III.1.2. DESCRIPTION ET CHOIX DU TYPE DE SONDE

III.1.2.1. Sonde passive

Schématiquement, le signal $V(t)$ en fonction de $Q_e(t)$ est le suivant (équation III.6).

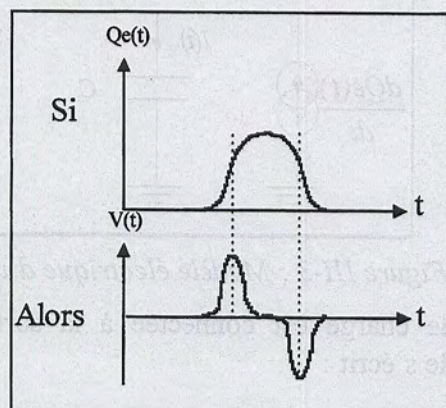


Figure III-4 : Tension de sortie d'une sonde passive

Avantages de ce type d'électrode :

- une utilisation de préamplificateurs HF, adaptés 50Ω, faibles bruits, disponibles dans le commerce.
- une mise en œuvre simple

Inconvénients :

- Compte tenu de la forme de la tension de sortie de la sonde passive, il semblerait que le seul traitement possible pour mesurer l'intensité moyenne du faisceau est l'extraction d'une ou plusieurs harmoniques du signal.

Pour pallier à cet inconvénient, nous pouvons intégrer le signal à l'aide d'un intégrateur rapide de haute résolution décrit dans la littérature[48] ou utiliser une électrode active qui, par définition, intègre $\frac{dQ_e(t)}{dt}$.

III.1.2.2. Sonde active

De la même façon, intuitivement la forme de la tension de sortie d'une sonde active est la suivante (équation III.7)

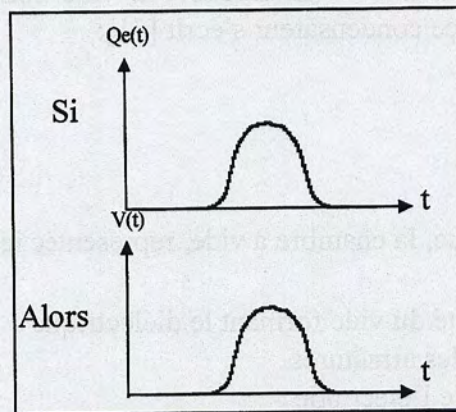


Figure III-5 : Tension de sortie d'une sonde active

Avantages :

- plus grande possibilité de traiter $V(t)$ dans le cadre de la mesure d'intensité : aire, harmonique, amplitude.
- signal de plus grande amplitude dépendant de C et C_{ampli} (V_{eff} de 5 à 10 fois plus grand que dans le cas d'une sonde passive).

Inconvénients :

- nécessité d'élaborer un préamplificateur haute impédance faible bruit. Il doit être adaptateur d'impédance [49,50].
- si le niveau de bruit est trop important, on perd l'intérêt de la grande sensibilité.
- réalisation difficile.

III.1.2.3. Choix

Les sondes actives permettent un plus large éventail de traitement du signal. De plus, un préamplificateur haute impédance a été développé au GANIL par le Groupe Électronique Machine. Nous optons donc pour ce type de sonde qui évite une élaboration d'un intégrateur très rapide difficile de mise en œuvre. La résolution dépend essentiellement des qualités du préamplificateur haute impédance. Au chapitre IV, les caractéristiques du préamplificateur haute impédance installé en sortie du capteur sont décrites.

Afin de connaître plus précisément l'effet des caractéristiques du faisceau sur le signal, il est nécessaire d'identifier la relation qui existe entre la charge déposée sur l'électrode, $Q_e(t)$ et l'intensité du faisceau.

III.1.3. CARACTÉRISTIQUES D'UNE SONDE ACTIVE

III.1.3.1. Valeur de C

Calcul théorique de C

En considérant, l'électrode et la chambre à vide comme deux cylindres coaxiaux (figure III-6), la capacité de ce condensateur s'écrit [51]:

$$C = \frac{2\pi L \varepsilon_0}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \quad (III-8)$$

Notons, qu'en pratique, la chambre à vide, représentée ici par l'armature extérieure, est reliée à la masse.

avec ε_0 : permittivité du vide formant le diélectrique

r_1, r_2 : rayons des armatures

L : longueur de l'électrode

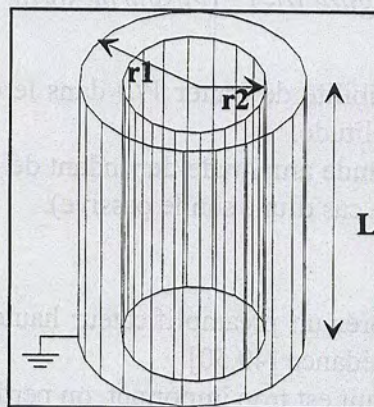


Figure III-6 : Condensateur cylindrique

Au GANIL, avec les dimensions de sondes les plus courantes qui sont :

$$L=95 \text{ mm}$$

$$r_1=52 \text{ mm}$$

$$r_2=40 \text{ mm}$$

la valeur de la capacité est $C=20 \text{ pF}$.

Capacité mesurée de la sonde

A l'aide d'un analyseur de réseau, l'impédance de la sonde est mesurée en sortie. Sur une plage de fréquence [1-100MHz], la capacité vaut $20\text{pF} \pm 1\text{pF}$. La mesure de la capacité semble proche de la théorie mais nous devons tenir compte des quelques imperfections du calcul :

- en théorie, le cas est très simple puisque le calcul n'est valable que pour deux armatures cylindriques de dimensions finies
- en pratique, la chambre à vide n'est pas continûment cylindrique car il faut insérer la sonde dans la chambre à vide. De plus, la longueur de la chambre à vide est très grande par rapport à celle de l'électrode.
- la mesure est sur une plage de fréquence limitée : il peut apparaître des capacités et des inductances parasites sur une plage plus grande (le câble en cuivre entre le cylindre et la connexion pouvant intervenir). La capacité de l'électrode seule doit être bien inférieure à 20pF.

Finalement, la capacité est fixée à 20pF pour les calculs de tension qui suivent. Nous négligeons la capacité du préamplificateur haute impédance.

III.1.3.2. Tension de sortie d'une sonde active en fonction de l'intensité du faisceau

Deux types de calcul de $Q_e(t)$ ont été développés :

- le calcul numérique
- le calcul analytique

Le calcul numérique par éléments finis de Q_e est possible avec plus ou moins de précision selon le maillage. Il ne permet pas d'obtenir de résultats généraux sous forme d'expressions littérales mais il prend en compte les aspects géométriques des paquets, de la sonde et de la chambre à vide. Par ce type de calcul qui est quasi statique, nous ne connaissons pas l'influence de la composante relativiste de la vitesse sur la forme du signal. Il est nécessaire de développer un calcul analytique qui montre l'influence de la dynamique. Afin de cibler les différentes influences, nous étudions, dans ce qui suit, les deux méthodes de calcul.

Quelle que soit la méthode, ils doivent résoudre l'équation de Poisson, liant le potentiel V et une densité de charges ρ . Nous voyons la bivalence qui demeure entre V et ρ par la relation :

$$\Delta V = \frac{-\rho}{\epsilon_0} \quad (\text{III-9})$$

$$\text{avec } \vec{E} = -\vec{\text{grad}} V \quad (\text{III-10})$$

Le principe de calcul est de déterminer le champ électrique créé par le faisceau à la surface de la sonde et d'en déduire la charge induite Q_e par la formule suivante :

$$Q_e = \epsilon_0 \iint_{\text{Sélectrode}} \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (\text{III-11})$$

Simulation numérique

La méthode dite calcul par éléments finis consiste à calculer numériquement ΔV à partir d'un maillage (figure III-7) qui est défini par un code de calcul en deux dimensions (PLTMG). La charge Q_e est déduite du calcul du champ électrique (équations III-10 et III-11).

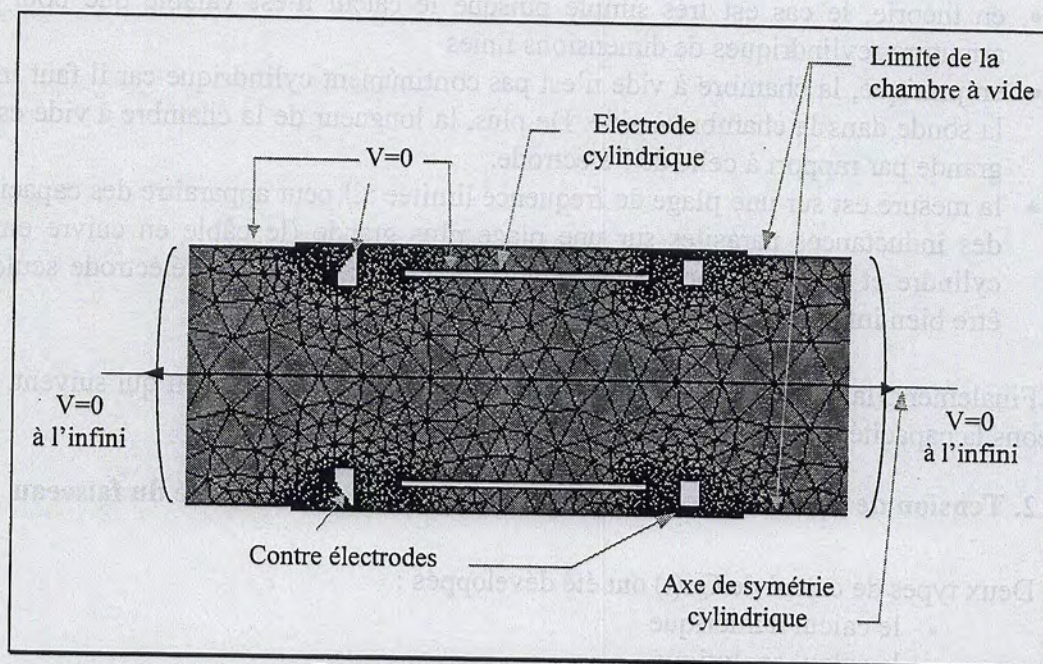


Figure III-7 : Maillage du domaine

Le domaine est constitué de la chambre à vide, d'une électrode cylindrique et de deux contre électrodes¹.

Les conditions aux limites que l'on impose au calcul numérique sont les suivantes :

- $V=0$ au niveau de la sonde reliée à la masse par une impédance de charge
- $V=0$ au niveau des contre électrodes reliée à la masse
- $V=0$ sur les parois intérieures de la chambre à vide
- Conditions normales aux extrémités du domaine (perpendiculairement à l'axe faisceau). $V=0$ à l'infini

De symétrie cylindrique dans le calcul, la triangulation se fait seulement sur la partie haute du domaine. En pratique, pour insérer le capteur, la chambre à vide n'est pas continuellement cylindrique. La modification du champ électrique due à ce type de contraintes mécaniques est négligée dans le calcul.

¹ Une contre électrode protège la sonde contre une éventuelle collision avec le faisceau. Par ailleurs, dans le cadre d'une mesure de phase avec ce type de sonde, la phase du signal doit être celle du faisceau. Il est donc nécessaire que la sonde soit symétrique par rapport à l'axe vertical qui passe par le milieu de la sonde. Une deuxième électrode est donc insérée dans le dispositif.

Les conditions du calcul sont les suivantes :

- la symétrie est de révolution cylindrique
- il s'agit d'une densité de charges de rayon constant et de longueur l
- le paquet est sur l'axe de symétrie
- le raisonnement est en statique
- nous prenons en compte la géométrie de la sonde et des contre électrodes

Il est supposé que la position horizontale et verticale du paquet a une influence négligeable sur la forme du signal. En effet, la sonde est de forme continûment cylindrique donc la charge totale induite, Q_e à un instant t donné, qui est la somme des charges superficielles sur l'électrode est la même quelle que soit la position du faisceau.

Pour calculer la charge induite sur la sonde, une distribution se rapprochant de la densité réelle du paquet est prise en compte. La figure suivante représente l'intensité instantanée en fonction de l'extension en phase d'un paquet. Rappelons que la longueur d'un paquet peut s'exprimer dans le domaine temporel, spatial et en phase (Voir § I.1.1).

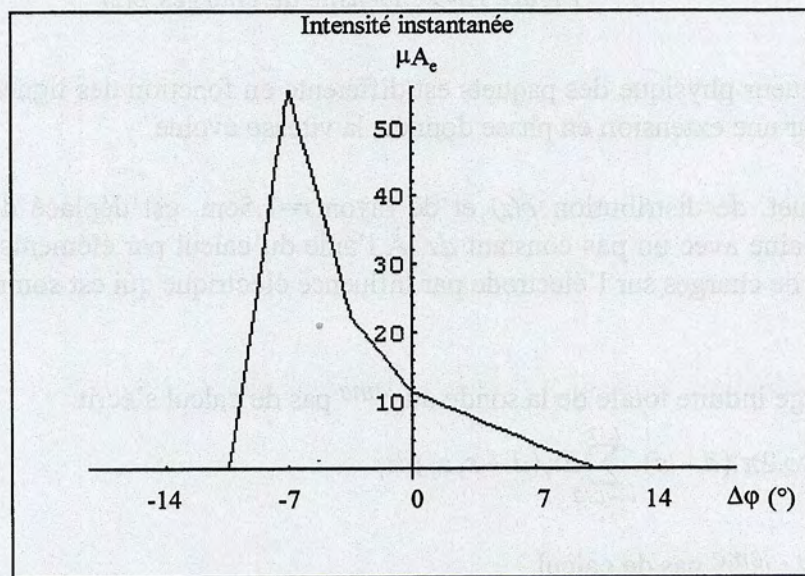


Figure III-8 : Intensité instantanée $i(t)$ d'un paquet de longueur au pied $\Delta\phi=21^\circ$, d'intensité moyenne $1\mu A_e$, de fréquence $F=10\text{MHz}$.

A cette intensité instantanée correspond une distribution de charges (structure spatiale du faisceau) qui est la suivante :

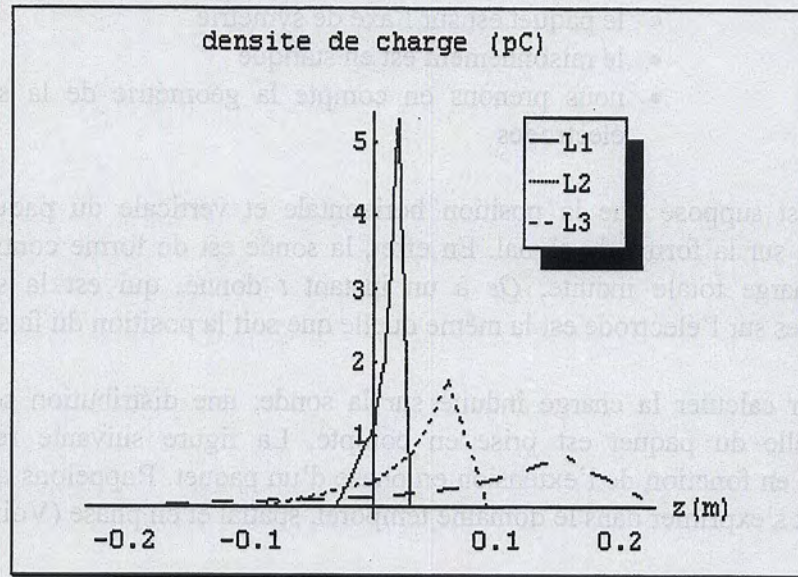


Figure III-9 : Densité de charges $\rho(z)$

La longueur physique des paquets est différente en fonction des lignes de transfert L1, L2, L3 car, pour une extension en phase donnée, la vitesse évolue.

Le paquet, de distribution $\rho(z)$ et de rayon $r=1.5\text{cm}$, est déplacé d'une extrémité à l'autre du domaine avec un pas constant dz . À l'aide du calcul par éléments finis, on obtient une répartition de charges sur l'électrode par influence électrique qui est sommée à chaque pas de calcul.

La charge induite totale de la sonde au j^{eme} pas de calcul s'écrit

$$Q_{ej} = \epsilon_0 \cdot 2\pi \cdot (d - \epsilon) \cdot \sum_{i=-L/2}^{L/2} E_{ri}(d - \epsilon, z_i) dz_i \quad (\text{III-12})$$

avec j : j^{eme} pas de calcul

d : rayon de la sonde

$E_{ri}(d - \epsilon, z_i)$: champ radial près de la sonde $(d - \epsilon)$

Il s'agit de la définition donnée par l'équation III-11 dans l'espace discret.

Dans l'application de la simulation par éléments finis, la finesse du maillage est choisie optimale. La distance entre deux nœuds impose une valeur finie de ϵ de 10^{-6} .

Connaissant la charge, nous en déduisons la tension aux bornes de l'électrode active par la relation III-7. Dans un premier temps, nous supposons la capacité de l'amplificateur haute impédance négligeable. N'intervient donc que la capacité, C , de l'électrode dans le calcul. Nous vérifions par la suite la validation de cette hypothèse.

Dans l'espace discret, la tension à chaque pas de calcul est :

$$V_j = \frac{Q_{ej}}{C} \quad (III-13)$$

avec $C=20\text{pF}$ valeur calculée précédemment

Pour reconstituer le signal dans le domaine temporel, une échelle est artificiellement construite. Le pas temporel est défini en fonction de la vitesse par :

$$dt = \frac{dz}{v} \quad (III-14)$$

avec v : la vitesse définie au § I.1

En fonction de la longueur spatiale du paquet et donc en fonction des lignes de transfert L1, L2, L3, la tension de sortie de la sonde possède la forme suivante :

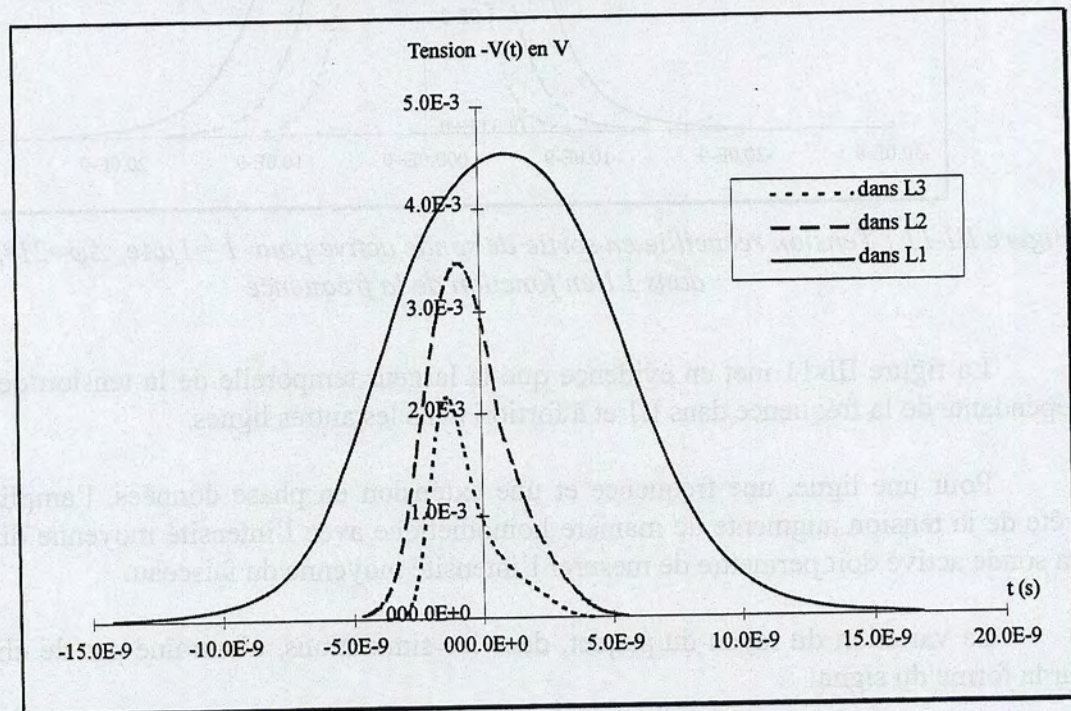


Figure III-10 : Tension recueillie en sortie de sonde active pour $\bar{I}=1\mu\text{Ae}$, $\Delta\phi=21^\circ$, $F=10\text{MHz}$, $C=20\text{pF}$ en fonction de la longueur spatiale du paquet

La figure III-10 montre que la forme de la tension de sortie d'une sonde active change en fonction de la longueur physique du paquet. Dans L3, lorsque celle-ci est grande ($\sim 550\text{mm}$) par rapport à la longueur de la sonde (95mm), la tension $V(t)$ reflète l'intensité instantanée d'un paquet.

Pour une ligne donnée, l'échelle temporelle artificielle dépend de la vitesse (relation III-14) donc de la fréquence des paquets (relation I-3). La figure suivante représente la tension de sortie de la sonde en fonction des différentes fréquences pour la ligne L1.

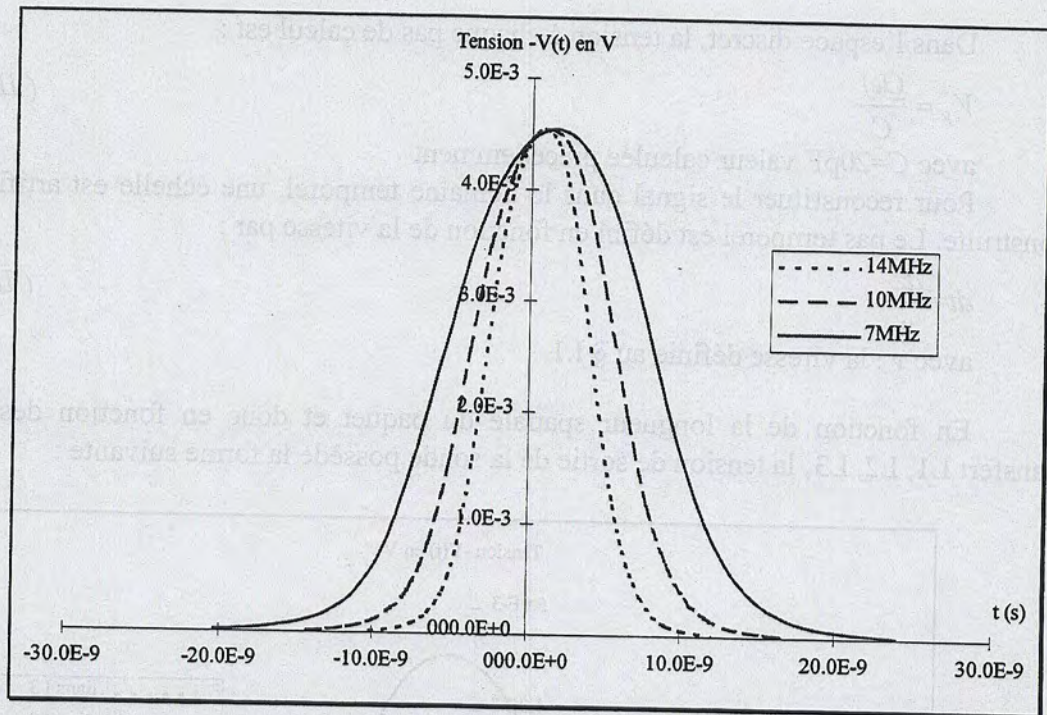


Figure III-11 : Tension recueillie en sortie de sonde active pour $\bar{I} = 1\mu A$, $\Delta\phi = 21^\circ$, $C = 20pF$ dans L1 en fonction de la fréquence

La figure III-11 met en évidence que la largeur temporelle de la tension de sortie est dépendante de la fréquence dans L1 et à fortiori dans les autres lignes.

Pour une ligne, une fréquence et une extension en phase données, l'amplitude crête crête de la tension augmente de manière homothétique avec l'intensité moyenne du faisceau. La sonde active doit permettre de mesurer l'intensité moyenne du faisceau.

La variation du rayon du paquet, dans les simulations, n'entraîne pas de changement sur la forme du signal.

Afin de valider l'hypothèse quasi statique de ce calcul, il est nécessaire de assurer que l'influence du paramètre relativiste est négligeable sur la forme de la tension de sortie.

Calcul analytique

Nombreuses sont les méthodes analytiques (méthode des images[52,53], méthodes des fonctions analytiques complexes[54], méthodes des fonctions de Green[55]...) qui deviennent rapidement complexes si quelques hypothèses simplificatrices ne sont pas émises. La méthode retenue est celle qui fait intervenir les fonctions de Green dans un environnement conducteur. Les conditions sont les suivantes :

- la symétrie est de révolution cylindrique
- il s'agit d'une charge ponctuelle
- les effets de bords de l'électrode sont écartés car l'électrode est supposée d'épaisseur infiniment fine.
- le cylindre est supposé au potentiel zéro
- la particule q est centrée

La répartition des lignes du champ électrique change avec la vitesse d'une particule [56]. Les deux figures suivantes représentent la distribution de charges superficielles en fonction de la section d'une électrode pour une particule chargée immobile et en mouvement. La particule supposée ponctuelle est sur l'axe de symétrie et considérée, pour la représentation, centrée par rapport à la longueur de l'électrode.

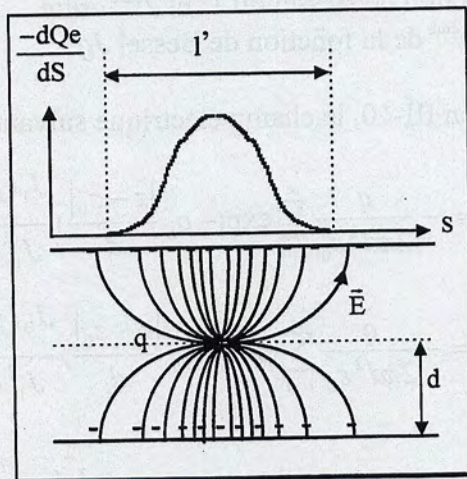


Figure III-12 : Champ électrique statique d'une charge dans une électrode cylindrique.

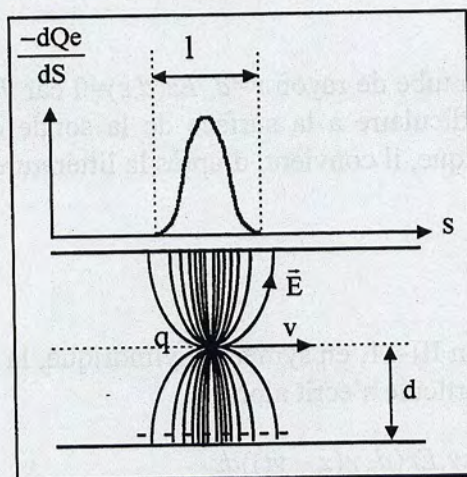


Figure III-13 : Champ électrique d'une charge en mouvement dans une électrode cylindrique

Soit l la largeur spatiale de la distribution pour une particule en mouvement
 l' la largeur spatiale de la distribution de la charge pour une particule immobile

Dans la littérature [57,58], les théories prévoient $l < l'$ si la valeur de γ augmente. Dans l'espace temporel et pour une longueur d'électrode L constante, la charge induite par une charge ponctuelle sur l'électrode possède donc une forme différente selon γ .

Calculons la charge totale induite par une particule supposée ponctuelle sur une électrode cylindrique finie de longueur L et observons l'effet du γ qui peut atteindre dans L3 au maximum 1.11 (fréquence faisceau = 14 MHz).

L'influence d'une charge ponctuelle au point P_0 sur un cylindre au potentiel zéro est définie dans la littérature [51] par le potentiel V . Le point P_0 est supposé sur l'axe de symétrie. Le potentiel défini par la fonction de Green, $G(P, P_0)$, pour un cylindre de rayon d , en électrostatique, s'écrit :

$$V = -\frac{q}{4\pi\epsilon_0} G(P, P_0) = -\frac{q}{2\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-p_n \frac{|z-z_0|}{d}) \frac{J_0(p_n \frac{r}{d})}{p_n J_1^2(p_n)} \quad (III-15)$$

avec q : charge de la particule

J_0 et J_1 fonction de Bessel du 1^{er} et 2^{ème} ordre

p_n : racine n^{ème} de la fonction de Bessel J_0

d'après, l'équation III-10, le champ électrique suivant :

$$E_r(r, z) = -\frac{\partial V}{\partial r} = -\frac{q}{2\pi d^2 \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-p_n \frac{|z-z_0|}{d}) \frac{J_1(p_n \frac{r}{d})}{J_1^2(p_n)} \quad (III-16)$$

$$E_z(r, z) = -\frac{\partial V}{\partial z} = -\frac{q}{2\pi d^2 \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-p_n \frac{|z-z_0|}{d}) \frac{J_0(p_n \frac{r}{d})}{J_1^2(p_n)} \quad \forall z > z_0 \quad (III-17)$$

$$E_z(r, z) = -\frac{\partial V}{\partial z} = \frac{q}{2\pi d^2 \epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(p_n \frac{|z-z_0|}{d}) \frac{J_0(p_n \frac{r}{d})}{J_1^2(p_n)} \quad \forall z < z_0 \quad (III-18)$$

À la surface d'un tube de rayon $r=d$, $E_z(d, z)=0$ car $J_0(p_n)=0$. Il ne reste que le champ électrique radial perpendiculaire à la surface de la sonde ou colinéaire à la normale de la sonde. En électrodynamique, il convient, d'après la littérature [55] de remplacer :

$z-z_0$ par $\gamma(z-vt)$

et

E_r par γE_r

D'après l'équation III-11, en symétrie cylindrique, la charge déposée sur une électrode de longueur L par une particule s'écrit alors :

$$Qe(t) = \int_{-L/2}^{L/2} \epsilon_0 2\pi d \gamma E_r(d, \gamma(z-vt)) dz \quad (III-19)$$

ou encore

$$Qe(t) = -\gamma \frac{q}{d} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{J_1(p_n)} \int_{-L/2}^{L/2} \exp(-\gamma p_n \frac{|z-vt|}{d}) dz \quad (III-20)$$

Selon le signe de $z-vt$, 3 cas se présentent :

1- $vt < -L/2 \Rightarrow z > vt$

$$Qe(t) = -q \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{p_n J_1(p_n)} \exp(\frac{\gamma p_n vt}{d}) \cdot 2.sh \frac{\gamma p_n L}{d} \frac{1}{2} \quad (III-21)$$

2- $vt > L/2 \Rightarrow z < vt$

$$Qe(t) = q \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{p_n J_1(p_n)} \exp(-\frac{\gamma p_n vt}{d}) \cdot 2.sh \frac{\gamma p_n L}{d} \frac{1}{2} \quad (III-22)$$

3- $-L/2 < vt < L/2 \Rightarrow z > vt$ et $z < vt \Rightarrow$ somme de deux intégrales

$$Qe(t) = -q \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{p_n J_1(p_n)} \left(2 - \exp\left(\frac{-\gamma \cdot p_n L}{2d}\right) \cdot 2 \cdot \text{ch}\left(\frac{\gamma \cdot p_n \cdot vt}{d}\right) \right) \quad (\text{III-23})$$

La difficulté de ce calcul réside dans la limite supérieure de la sommation qui est en théorie infinie. Cette dernière est fixée à N suffisamment grand pour que le résultat n'évolue pratiquement plus. La précision finale du résultat relève du N choisi. En général, la valeur N=10000 permet une précision de 0.5%.

Le γ le plus grand au GANIL est atteint en sortie du deuxième cyclotron pour une fréquence de 14MHz correspondant ainsi à un $\gamma=1.11$. Le rôle de γ sur la charge normalisée induite est représenté sur la figure suivante. On fixe volontairement γ à 1 qui correspond à l'état statique du calcul.

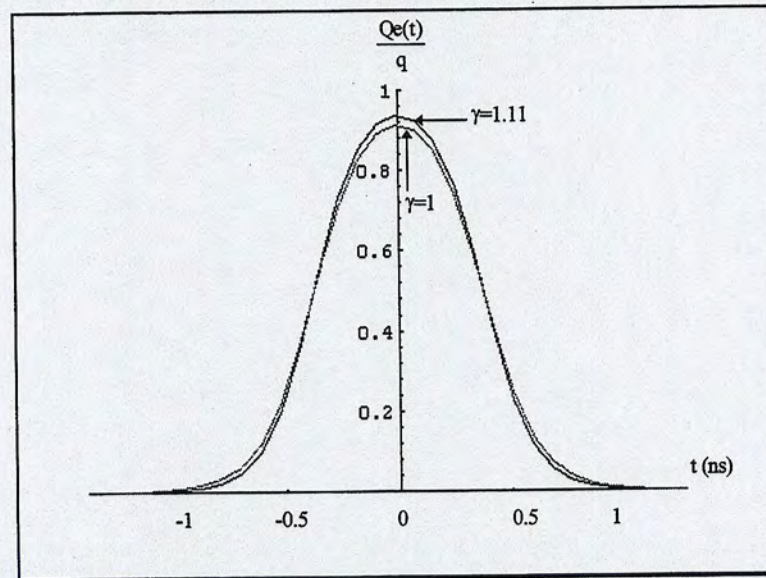


Figure III-14 : Influence de γ sur la charge normalisée dans L3 à 14 MHz

Il s'agit du calcul pour une particule ponctuelle. Si l'on étend ce calcul à un paquet en considérant un ensemble de particules ponctuelles distribuées selon une densité de charge ρ , l'effet du γ devrait être le même.

La différence d'aire entre les deux fonctions est très inférieure à 1% pour les vitesses maxima du GANIL. A fortiori, il en est de même pour les vitesses inférieures.

Dans la mesure où l'on choisit d'extraire la surface de l'impulsion (voir § III.2.5), l'analyse peut donc être quasi statique.

III.1.3.3. Capteur non interceptif

La puissance transmise moyenne est la plus élevée pour les plus petites vitesses des particules c'est à dire dans L1 où la sensibilité est la plus élevée. Pour un faisceau THI avec

une intensité de $70\mu\text{A}$, la puissance transmise moyenne après le préamplificateur haute impédance¹ est déduite d'une manière simple.

Considérons la puissance d'une sinusoïde de tension crête crête, $V_{\text{crête}}$, qui est une approximation de la puissance de sortie d'une sonde active de tension crête crête, $V_{\text{crête}}$.

sous 50Ω , $P = V_{\text{eff}}^2 / 50$

avec $V_{\text{eff}} = V_{\text{crête}} / 2\sqrt{2}$

$V_{\text{crête}}$ est la tension crête crête de la sonde active déduite à partir des simulations pour une intensité de $1\mu\text{A}$ dans L1 (figure III-13)

Pour $\bar{I} = 70\mu\text{A}$, nous avons $V_{\text{crête}} = 4.5\text{mV} \times 70 = 315\text{mV}$

La puissance moyenne s'élève donc au maximum à $250\mu\text{W}$.

La puissance du faisceau dans L1 en mode THI est $\sim 100\text{W}$. La puissance transmise est donc négligeable devant la puissance réelle du faisceau. Le capteur a une influence négligeable sur le faisceau : il est donc non interceptif.

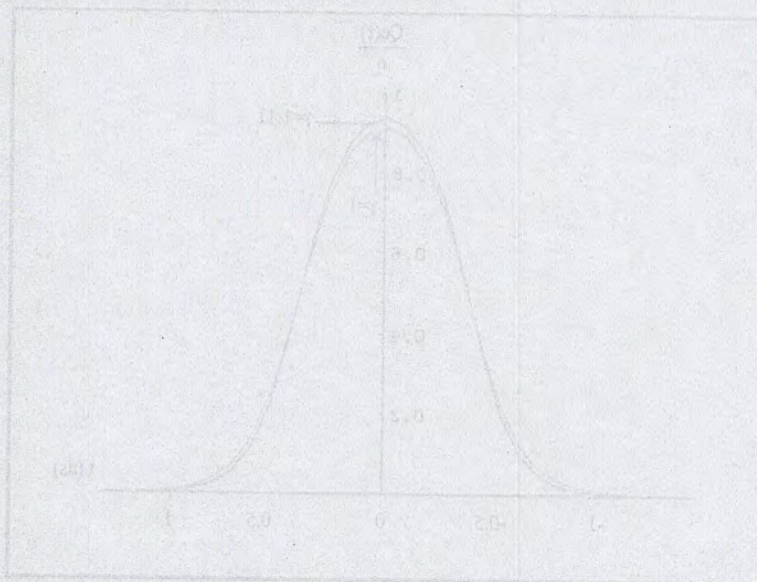


Figure III-14 : Représentation de la charge normalisée dans L1 à 14 MHz

Il s'agit du calcul pour une particule ponctuelle. Si l'on étend ce calcul à un paquet en considérant un ensemble de particules ponctuelles distribuées selon une densité de charge ρ , l'effet du γ de masse est le même.

La différence d'axe entre les deux fonctions est très inférieure à $1\mu\text{m}$ pour les vitesses maximales de $0.7c$. A l'origine, il en est de même pour les vitesses inférieures.

Dans la mesure où l'on choisit d'examiner la surface de l'impulsion (voir § III.2.2), l'analyse peut donc être quasi statique.

III.2.3. Capteur non interceptif

La puissance transmise moyenne est la plus élevée pour les plus petites vitesses des particules, c'est-à-dire dans L1 où la sensibilité est la plus élevée. Pour un faisceau THI avec

¹ Rappelons que ce type de préamplificateur est un adaptateur d'impédance (entrée haute impédance, sortie 50Ω)

III.2. RECHERCHE D'UNE SOLUTION OPTIMALE DE TRAITEMENT DU SIGNAL ET CHOIX

III.2.1. EXTRACTION D'UNE HARMONIQUE

Pour les mêmes raisons que pour le transformateur d'intensité, un traitement possible pour rejeter le bruit synchrone essentiellement présent sur le fondamental est de détecter l'harmonique 2 de la tension de sortie de la sonde.

A l'aide des valeurs numériques des tensions, on extrait plusieurs équations mathématiques obtenues avec différentes valeurs de $\Delta\phi$. L'amplitude de l'harmonique 2 est déduite par transformée de Fourier.

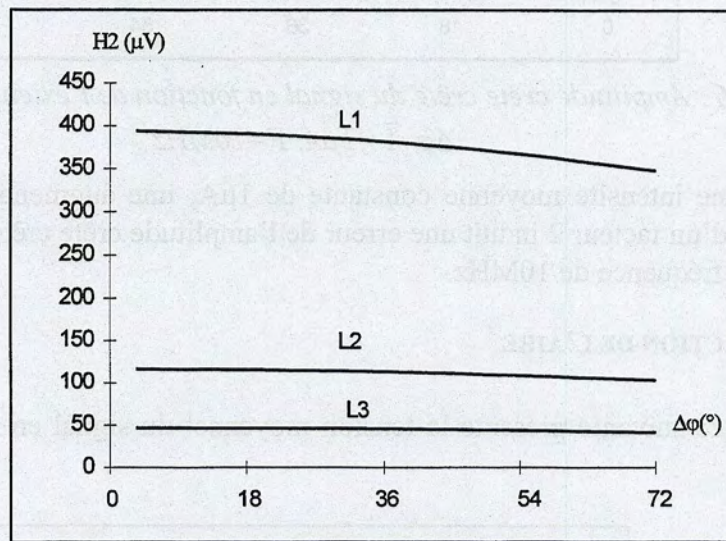


Figure III-15 : Harmonique 2 du signal en fonction de l'extension en phase au pied $\Delta\phi$,
 $\bar{I}=1\mu A$, $F=10MHz$

Pour une intensité moyenne constante de $1\mu A$, une augmentation de l'extension en phase au pied d'un facteur 2 induit une erreur de la valeur de l'harmonique 2 du signal supérieure à 2% pour une fréquence de 10MHz.

III.2.2. EXTRACTION DE L'AMPLITUDE CRÊTE CRÊTE

L'amplitude crête crête de la tension de sortie de la sonde en fonction de l'extension en phase se représente de la manière suivante :

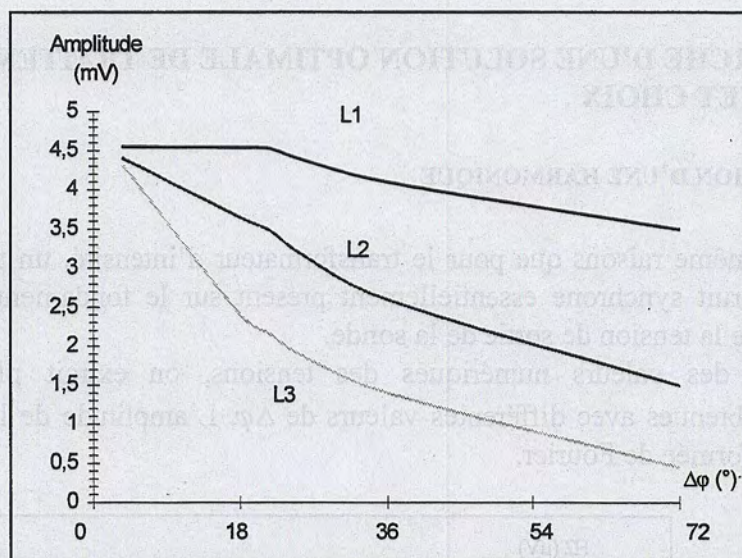


Figure III-16 : Amplitude crête crête du signal en fonction de l'extension en phase au pied $\Delta\phi$, $\bar{I}=1\mu A$, $F=10MHz$

Pour une intensité moyenne constante de $1\mu A$, une augmentation de l'extension en phase au pied d'un facteur 2 induit une erreur de l'amplitude crête crête du signal supérieure à 10% pour une fréquence de 10MHz.

III.2.3. EXTRACTION DE L'AIRE

La figure suivante présente la tension moyenne¹ du signal en fonction de l'extension en phase.

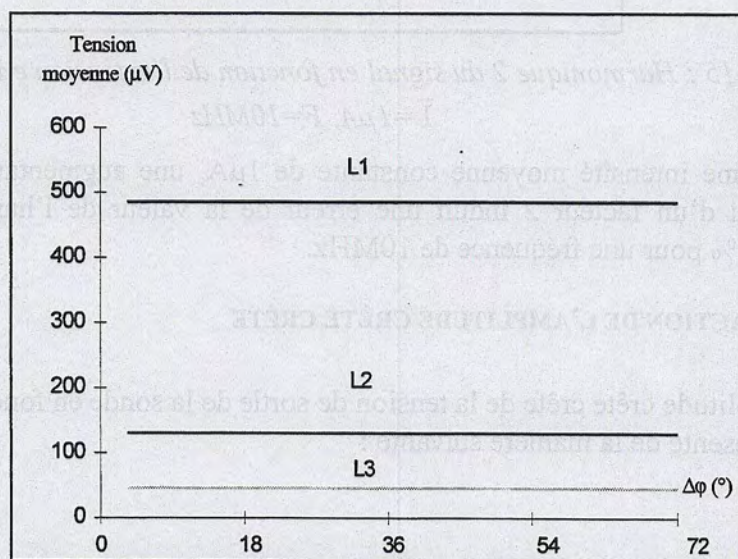


Figure III-17 : Tension moyenne du signal en fonction de l'extension en phase au pied $\Delta\phi$, $\bar{I}=1\mu A$, $F=10MHz$

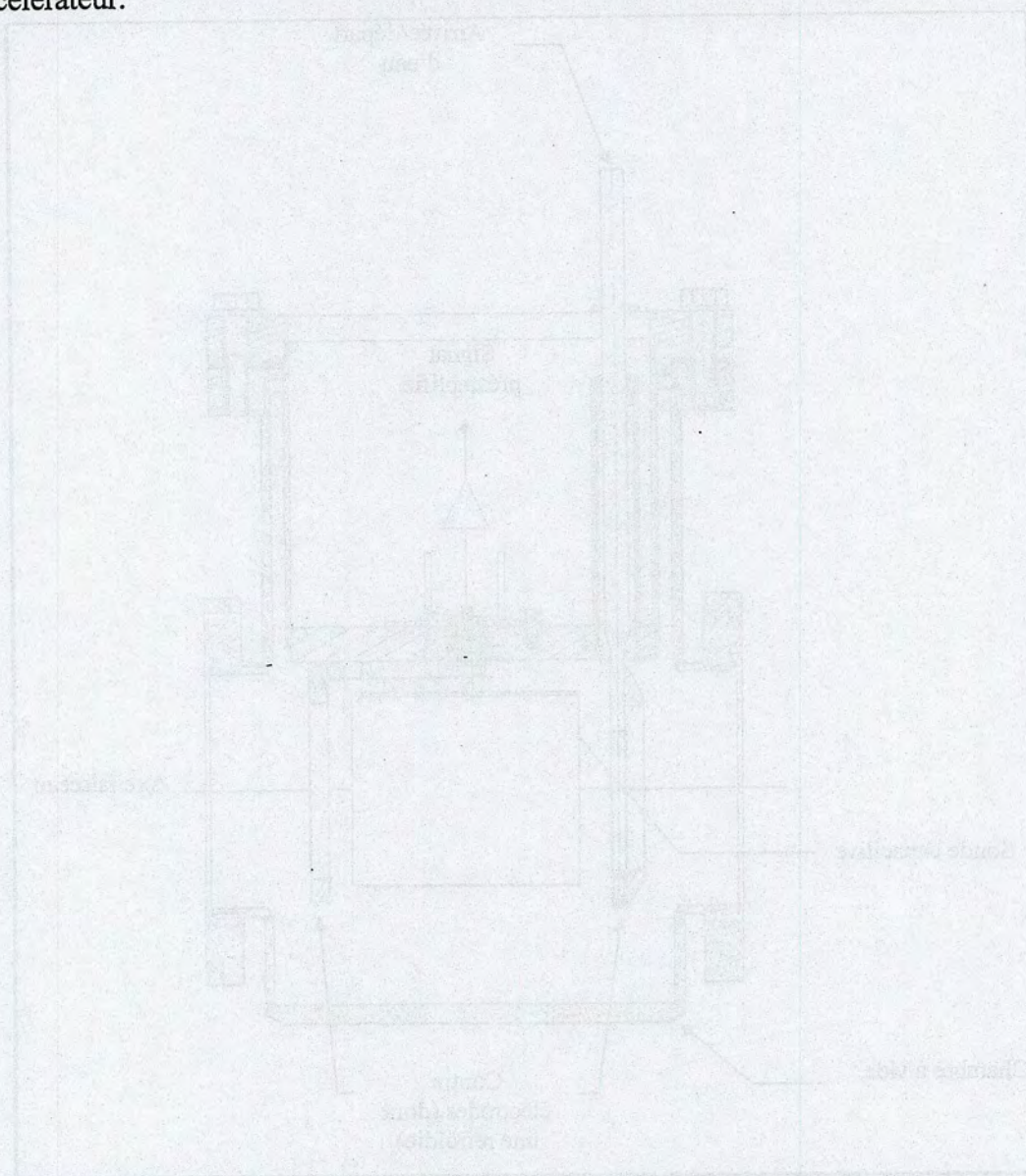
La tension moyenne et à fortiori l'aire, est indépendante des variations du $\Delta\phi$ mais, contrairement au FCT, elle est fonction de la longueur spatiale des paquets donc de

¹ La tension moyenne du signal provenant des électrodes est nulle (effet capacitif) mais, ici, il s'agit de la tension moyenne du signal de base nulle calculée et présentée au §III.1.3.2

l'emplacement de la sonde dans l'accélérateur. De plus, pour une ligne donnée, l'aire dépend de la vitesse donc de la fréquence (figure III-11).

III.2.4.ANALYSE

Dans le but d'obtenir une précision inférieure à 1%, il semblerait qu'une détection sensible à l'aire de l'impulsion soit adéquate car elle est indépendante de l'extension en phase qui peut, dans certain cas, accroître de plus de 10° ¹. Autrement dit, la dispersion de vitesse d'un paquet n'a pas d'effet sur la tension moyenne du signal rehaussé. Cependant, l'aire n'est pas fonction seulement de l'intensité moyenne, elle est aussi dépendante de la longueur physique des paquets et de la vitesse des particules. La conséquence directe de cette analyse est la nécessité d'étalonner l'aire pour toutes les vitesses des ions et dans chaque section de l'accélérateur.



¹ Ce peut être le cas sans les regroupeurs ou lorsque l'accélérateur est dérégulé pendant les études machine ou dans L1...

III.3. VALIDATION EN LIGNE

III.3.1. CONDITIONS D'EXPÉRIENCE

III.3.1.1. Dispositif mécanique

Afin que le phénomène d'influence électrostatique est lieu, il est nécessaire d'insérer la sonde dans la chambre à vide. Cette sonde est un cylindre en cuivre d'épaisseur 1mm qui ne perturbe pas le vide de la chambre. On vient extraire le signal à l'aide d'un conducteur en cuivre rigide piqué au milieu de la sonde. En voici le schéma :

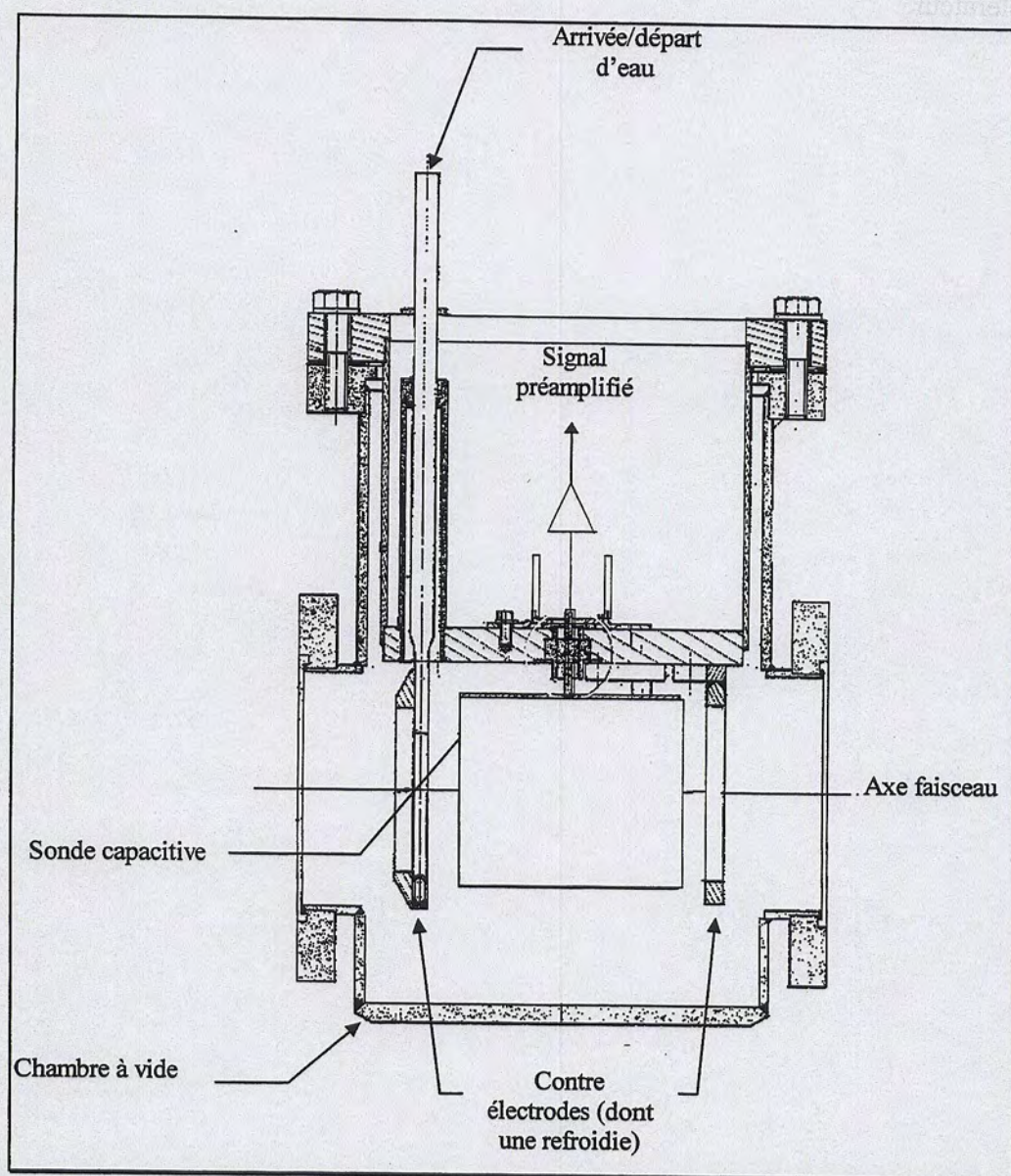


Figure III-18 : Schéma d'une sonde capacitive dans la chambre à vide

Sensibles aux champs électriques, les sondes sont perturbées par les parasites HF. Ce bruit HF est limité de la même manière que dans le cadre des transformateurs d'intensités : la

chambre à vide forme un écran électromagnétique dont l'efficacité est décrite au chapitre précédent. De la même façon, compte tenu de la longueur des câbles, l'efficacité du blindage est diminuée.

Ce dispositif est réparti dans toutes les lignes de transfert L1, L2 et L3. Il existe ainsi un ensemble de sondes qui délivrent des signaux de sortie différents selon l'extension en phase, la vitesse et la longueur spatiale des paquets.

III.3.1.2. Étalonnage

Il n'existe pas de moyen absolu de calibrage d'une électrode capacitive à l'aide d'un conducteur. Dans ce dernier, l'information est véhiculée à la vitesse de la lumière soit un γ infini. Le phénomène observé est donc électromagnétique et non électrostatique ($\gamma=1.11$ à la vitesse maximum du GANIL). De plus, la charge totale d'un conducteur est nulle et par conséquent, il n'y a pas d'influence électrostatique sur une électrode cylindrique. Il n'est donc pas possible de simuler le faisceau pulsé par un fil conducteur parcouru par un courant HF d'intensité connue.

L'étalonnage n'est réalisable qu'en ligne à l'aide d'un autre dispositif de mesure d'intensité (exemple : les coupelles de Faraday). L'outil de calibrage doit si possible être à proximité de la sonde pour éviter toute perte d'intensité entre les deux diagnostics. Toutefois, il est nécessaire de vérifier que ceux-ci ne se perturbent pas mutuellement.

La précision de la mesure d'intensité par une sonde capacitive dépend de la précision de l'outil de calibrage, de son acquisition et de l'acquisition de l'électrode.

III.3.1.3. Expérimentation

Les caractéristiques du signal issu des sondes sont analysées dans les lignes L1, L2, L3. Puisqu'il s'agit de sondes actives, le signal de sortie de la sonde est amplifié à l'aide d'un préamplificateur haute impédance. Ce dernier est constitué d'un étage adaptateur d'impédance HF d'impédance d'entrée $15k\Omega$ parallèle à $2.7pF$ et d'une amplification HF adaptée 50Ω . Dans les calculs de tension, la capacité d'entrée du préamplificateur a été négligée pour une meilleure lisibilité du raisonnement. On induit, par cet approximation, une erreur de 12%. De plus, la fonction de transfert du préamplificateur, que l'on ne cherche pas à déterminer, risque d'être plus complexe que l'équation III-7. Toutes ces contraintes rendent difficiles la mesure absolue par le calcul. Dans l'expérimentation, on cherchera à valider grossièrement la sensibilité en aire des sondes. Le calibrage par un outil précis tel que la coupelle de Faraday devrait permettre de prendre en compte tous les problèmes liés à la sonde et sa chaîne d'acquisition.

Pour la mesure de sensibilité, l'intensité moyenne du faisceau est lue à proximité des sondes à l'aide de transformateurs d'intensité BF décrits dans le chapitre I ou de coupelle de Faraday décrites au chapitre V. Pour connaître l'aire de l'impulsion en pratique, la tension échantillonnée est enregistrée à l'aide d'un oscilloscope numérique et rehaussée numériquement car elle est de valeur moyenne nulle sur une période. Le rapport $\frac{\bar{V}}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ est ensuite déduit.

III.3.2. RÉSULTATS

III.3.2.1. Problèmes rencontrés lors de la mesure

Une oscillation perturbatrice déclenchée par le préamplificateur haute impédance¹ gêne la lecture du signal de sortie. En filtrant le signal par un filtre passe bas adapté 50Ω de fréquence de coupure $f_c=200\text{MHz}$, nous rejetons la perturbation HF.

Il demeure un bruit synchrone sur le fondamental qui a un niveau différent selon l'emplacement de la sonde dans l'accélérateur. Par exemple, si les équipements sont réglés pour un faisceau d' ^{86}K , le niveau de bruit est de -66dBm dans L1, -61dBm dans L2 et -71dBm dans L3.

III.3.2.2. Signaux issus des sondes de L1, L2 et L3

Voici quelques exemples de signaux de sondes capacitives pour un faisceau d' ^{86}K à 11MHz avec un préamplificateur haute impédance de gain 16.5dB. Si l'on compare aux signaux théoriques, il est possible de remarquer les mêmes formes d'impulsions selon la vitesse des ions. Puisque la structure de l'intensité instantanée du faisceau n'est pas connue réellement, il est difficile de confronter les amplitudes théorique et pratique des impulsions.

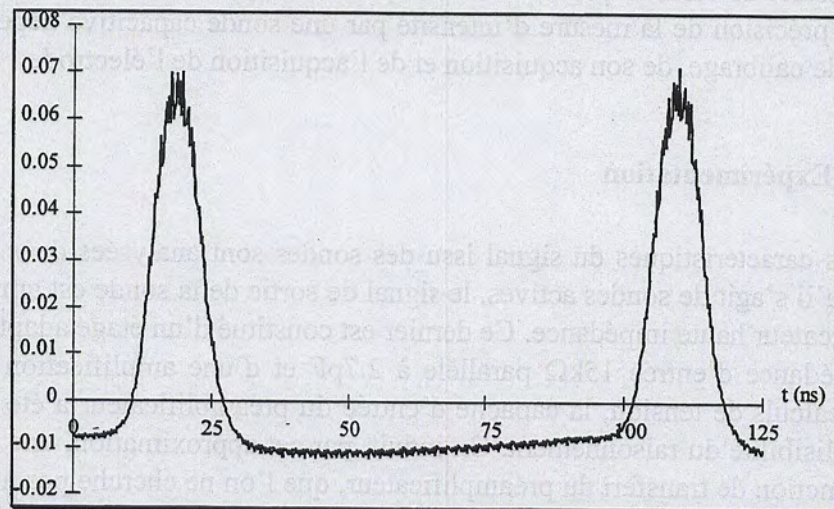


Figure III-19 : Signal d'une sonde placée dans L1 avec un faisceau d'intensité $4.54\mu\text{A}$

¹ Ce préamplificateur était un prototype en cours de mise au point

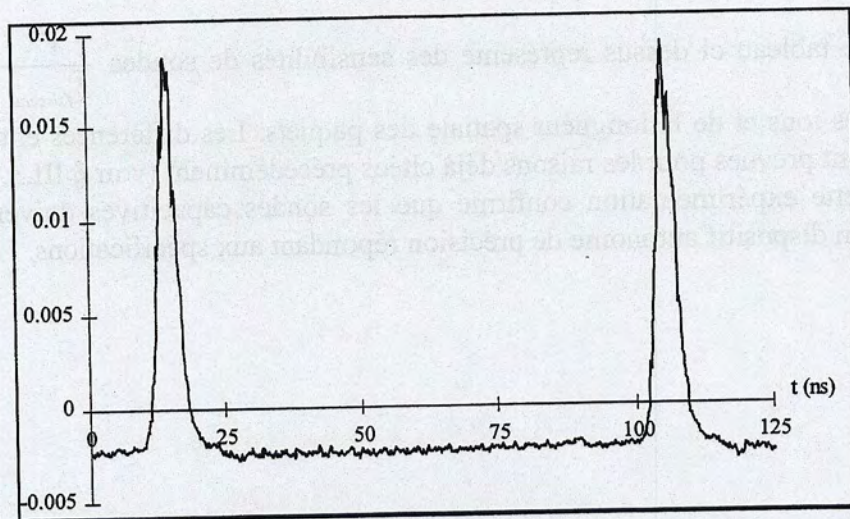


Figure III-20 : Signal d'une sonde placée dans L2 avec un faisceau d'intensité $1.85\mu A$

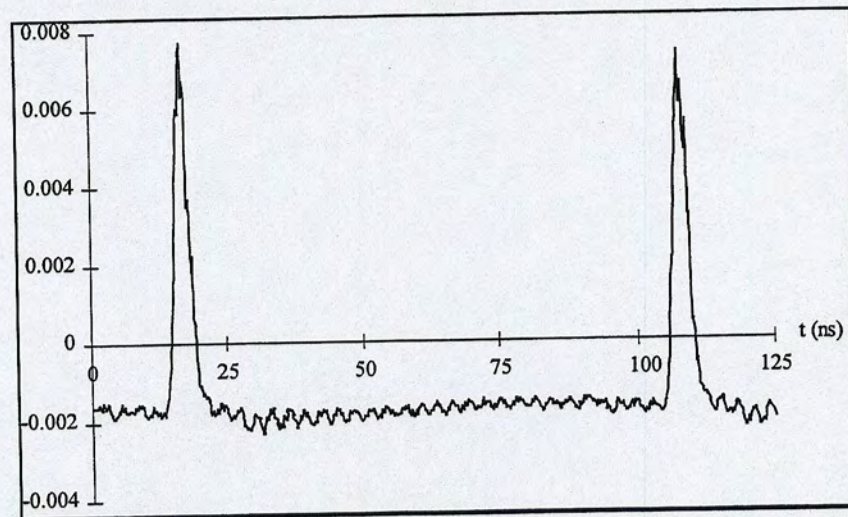


Figure III-21 : Signal d'une sonde placée dans L3 avec un faisceau d'intensité $1.54\mu A$

Comme le prévoit la théorie, la forme du signal est dépendante de la longueur spatiale du paquet. Dans L3 pour une longueur de paquet grande par rapport à celle de la sonde, l'impulsion est la plus étroite et est représentative de l'intensité instantanée.

III.3.2.3. Sensibilités théorique et pratique

sensibilité $\frac{\bar{V}}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$	faisceau d' $d^{18}O$ à 7.95MHz théorie pratique	faisceau d' $d^{86}K$ à 11MHz théorie pratique	faisceau d' $d^{36}Ar$ à 13.45MHz théorie pratique
dans L1	611 636	442 420	361 317
dans L2	165 169	119 116	97 81
dans L3	67 69	48 44	39 32

Tableau III-1 : Sensibilités de plusieurs sondes en fonction de l'emplacement et de la fréquence.

Le tableau ci dessus représente des sensibilités de sondes $\frac{\bar{V}}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ en fonction de la vitesse des ions et de la longueur spatiale des paquets. Les différences entre la pratique et la théorie sont prévues pour les raisons déjà citées précédemment (voir § III.3.1.3).

Cette expérimentation confirme que les sondes capacitives doivent être calibrées à l'aide d'un dispositif autonome de précision répondant aux spécifications.

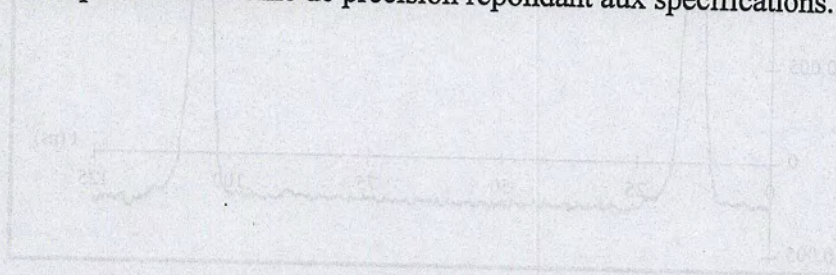


Figure III-20 : Signal d'une sonde placée dans L3 avec un faisceau d'intensité 1.87 kA

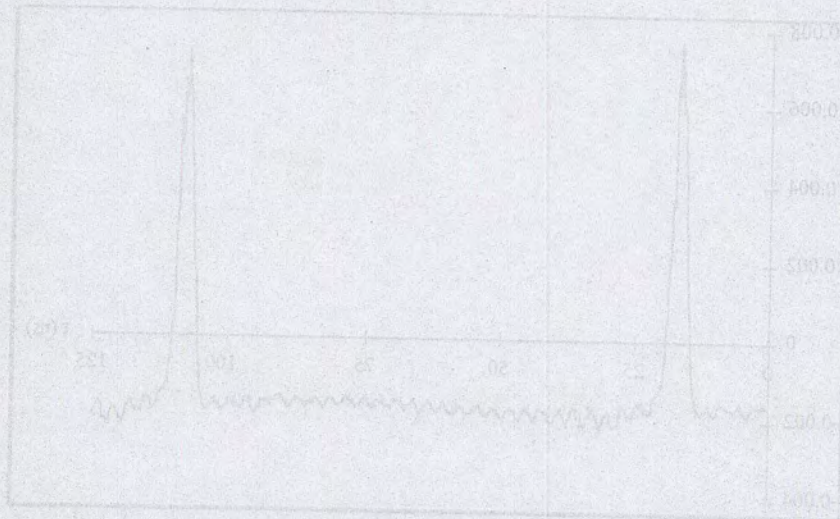


Figure III-21 : Signal d'une sonde placée dans L3 avec un faisceau d'intensité 1.54 kA

Comme le prévoit la théorie, la forme du signal est dépendante de la longueur spatiale du paquet. Dans L3 pour une longueur de paquet grande par rapport à celle de la sonde, l'impulsion est la plus étroite et est représentative de l'intensité instantanée.

III.3.3. Sensibilités théoriques et pratiques

sonde	1	2	3	4
$\frac{\bar{V}}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$	1.75 MHz	1.1 MHz	1.1 MHz	1.75 MHz
théorie / pratique	0.1 / 0.08	1.1 / 1.0	1.1 / 1.0	1.0 / 0.9
dans L1	0.1 / 0.08	1.1 / 1.0	1.1 / 1.0	1.0 / 0.9
dans L2	0.1 / 0.08	1.1 / 1.0	1.1 / 1.0	1.0 / 0.9
dans L3	0.1 / 0.08	1.1 / 1.0	1.1 / 1.0	1.0 / 0.9

Tableau III-1 : Sensibilités des sondes en fonction de l'emplacement et de la fréquence.

III.4. CONCLUSION

Les sondes capacitatives actives sont des dispositifs qui permettent de mesurer l'intensité moyenne du faisceau.

Dans les conditions de vitesse du GANIL, le raisonnement peut être statique. Les calculs numériques entrepris ont révélé que la mesure de l'aire de l'impulsion issue des sondes capacitatives permet d'être indépendante de l'évolution de l'extension en phase. Autrement dit, si l'on choisit un traitement du signal sensible à l'aire, la dispersion de vitesse des paquets dans une ligne donnée n'a pas d'influence sur la mesure. Nous avons vu que le

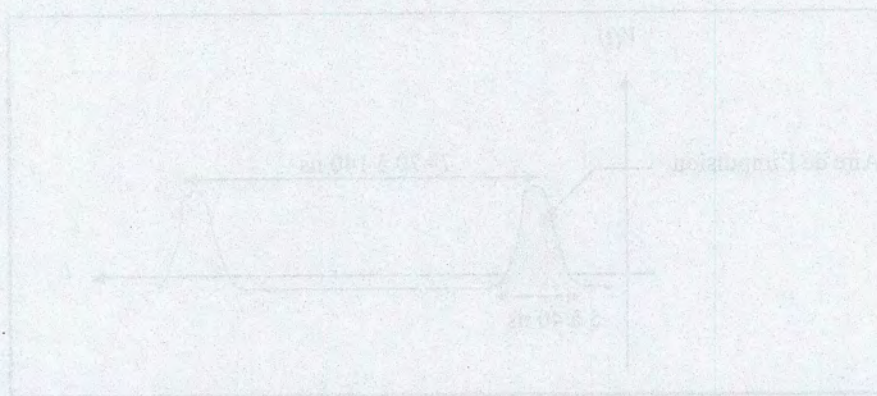
rapport $\frac{\bar{V}}{\bar{I}_{\text{faisceau}}}$ est fonction non seulement de la longueur physique des paquets mais aussi de la vitesse des particules pour un ligne donnée. Un étalonnage en ligne est donc nécessaire pour chaque fréquence et pour chaque ligne de transfert de l'accélérateur.

La réalisation est simple puisqu'il s'agit de cylindre en cuivre que l'on insère dans la chambre à vide qui fait office de blindage.

Les tests permettent de vérifier approximativement les calculs et confirment que les électrodes ont besoin d'être calibrées avec un dispositif de mesure d'intensité externe de précision inférieure à 1%.

IV. CONCEPTION DE LA CHAÎNE DE MESURE

L'interprétation du signal provenant des FCT et des électrodes montre qu'il est préférable d'extraire l'aire pour mesurer l'intensité du faisceau. Dans ce chapitre, nous étudions et concevons un traitement qui permet non seulement de répondre à cette exigence mais aussi de résoudre les problèmes de bruit.



Amplitude du signal	Amplitude du bruit	Signal FCT
100 mV	50 mV	100 mV
100 mV	50 mV	100 mV

IV.1. MESURE DE L'INTENSITÉ MOYENNE À L'AIDE D'UNE DÉTECTION SYNCHRONES

La forme des signaux issus du transformateur d'intensité HF et de la sonde capacitive

Nous avons vu, dans les chapitres précédents que la structure du signal, qu'elle soit issue du FCT ou de la sonde capacitive, possède les mêmes caractéristiques au niveau :

- de la forme impulsionnelle
- des rapports cycliques (même ordre de grandeur)
- de la fréquence : $F \in [7, 14\text{MHz}]$
- de la moyenne nulle sur une période T : $\frac{1}{T} \int_0^T V(t).dt = 0$, $V(t)$ étant la tension de sortie du capteur

La figure suivante représente la forme des signaux provenant des capteur HF.

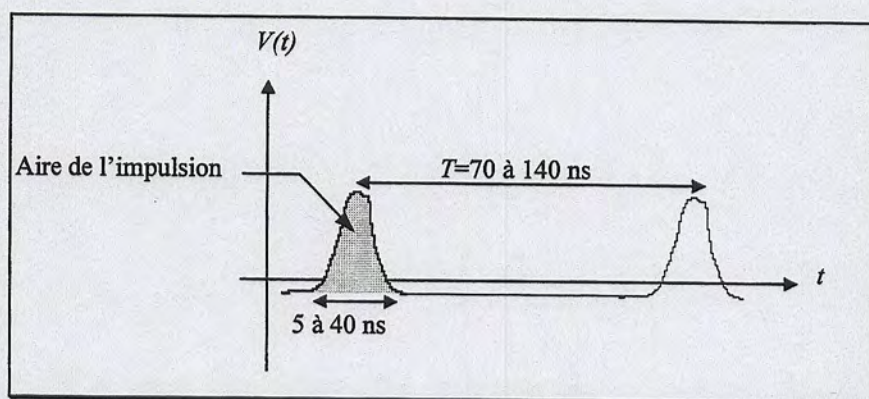


Figure IV-1 : Signal issu du FCT ou de la sonde capacitive.

Le niveau de bruit aléatoire des signaux

Le tableau suivant présente les amplitudes crête crête observées en pratique après deux étages amplificateurs des signaux et du bruit aléatoire issus des capteurs HF.

	sonde capacitive	FCT
Amplitude du bruit	~30mV	~15mV
Amplitude du signal	~50mV	~10mV

Tableau IV-1 : Amplitude crête crête des signaux et du bruit issus d'une sonde et d'un FCT dans L1 pour $\bar{I} \sim 100\text{nA}$

Avec une intensité moyenne de faisceau de 100nA, les niveaux d'amplitudes crête crête des signaux et du bruit sont du même ordre de grandeur. A fortiori, pour des intensités plus faibles, le signal est noyé dans le bruit aléatoire. Or, les spécifications visent une mesure de l'intensité de l'ordre de 1nA. Par conséquent, il est nécessaire de traiter le signal de manière à réduire l'influence de ce type de bruit sur la mesure.

Extraction de l'aire de l'impulsion

Quelque soit le type de capteur d'intensité, les analyses des chapitres précédents permettent de choisir un traitement du signal qui extrait l'aire de l'impulsion de manière à être indépendant des variations de l'extension en phase des paquets.

Traiter le signal par détection synchrone

La détection synchrone est employée lorsque le signal utile, issu du processus physique à étudier, est faible et noyé dans le bruit aléatoire. Elle est un traitement qui permet de réaliser un filtre de largeur très étroite pour réduire l'influence de ce type de bruit. Dans le paragraphe IV.2.3, nous décrivons l'effet de la détection synchrone sur le bruit ramené à l'entrée en intensité faisceau.

De plus, compte tenu de la forme du signal issu des capteurs HF, nous démontrons, au paragraphe IV.2.2, que la détection synchrone est aussi un moyen d'extraire l'aire de l'impulsion.



Figure IV-1: Schéma de la détection synchrone.

La détection synchrone est utilisée pour extraire l'aire de l'impulsion d'un signal utile, issu du processus physique à étudier, qui est faible et noyé dans le bruit aléatoire. Elle est un traitement qui permet de réaliser un filtre de largeur très étroite pour réduire l'influence de ce type de bruit. Dans le paragraphe IV.2.3, nous décrivons l'effet de la détection synchrone sur le bruit ramené à l'entrée en intensité faisceau.

IV.2.2. EXTRACTION DE L'AIRES DE L'IMPULSION PAR DÉTECTION SYNCHRONE

L'objectif de ce paragraphe est de démontrer que l'on peut extraire l'aire de l'impulsion d'un signal utile, issu du processus physique à étudier, qui est faible et noyé dans le bruit aléatoire. Elle est un traitement qui permet de réaliser un filtre de largeur très étroite pour réduire l'influence de ce type de bruit. Dans le paragraphe IV.2.3, nous décrivons l'effet de la détection synchrone sur le bruit ramené à l'entrée en intensité faisceau.



Figure IV-2: Schéma de la détection synchrone.

Soit $x(t)$ le signal utile, issu du processus physique à étudier, qui est faible et noyé dans le bruit aléatoire. Elle est un traitement qui permet de réaliser un filtre de largeur très étroite pour réduire l'influence de ce type de bruit. Dans le paragraphe IV.2.3, nous décrivons l'effet de la détection synchrone sur le bruit ramené à l'entrée en intensité faisceau.

IV.2. ANALYSE DE LA DÉTECTION SYNCHRONE

IV.2.1. PRINCIPE

Le principe de la détection synchrone [59] peut être schématisé de la manière suivante :

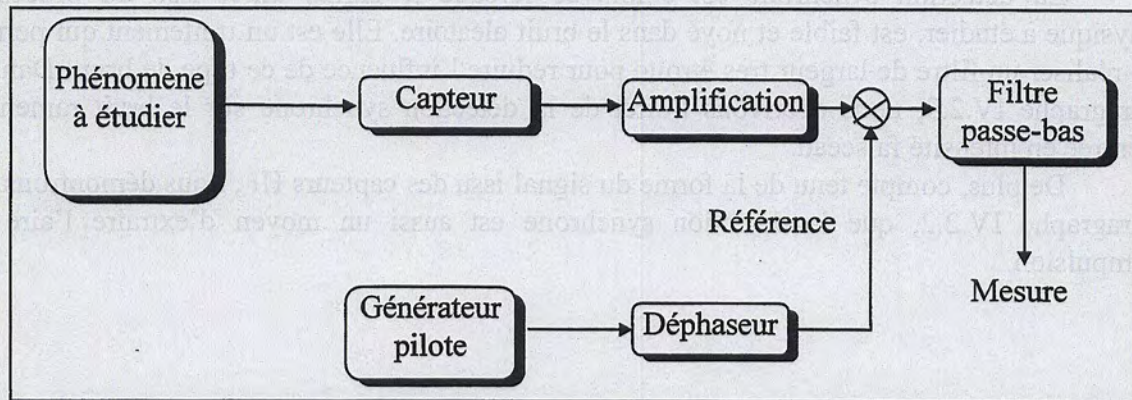


Figure IV-2 : Principe de la détection synchrone

La détection synchrone consiste à extraire très sélectivement une série d'harmoniques du signal HF délivré par le capteur avec une largeur de fenêtre fréquentielle très étroite. Ceci est possible en multipliant le signal issu du capteur par un signal référence piloté à la même fréquence que le faisceau. On mesure ensuite la composante continue issue de la multiplication par filtrage passe bas.

IV.2.2. EXTRACTION DE L'AIRE DE L'IMPULSION PAR DÉTECTION SYNCHRONE

L'objectif de ce paragraphe est de démontrer que l'on extrait la valeur moyenne du signal impulsionnel et donc l'aire de l'impulsion.

La figure suivante représente schématiquement le détecteur synchrone avec $r(t)$ comme signal de référence.

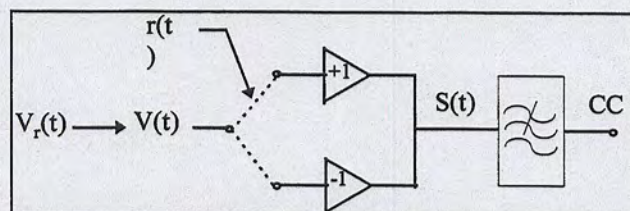


Figure IV-3 : Schéma du détecteur synchrone.

Soit $V_r(t)$ le signal pulsé initial dont la base est nulle c'est à dire que $V_r(t)$ comprend une composante continue (Figure IV-4) .

Soit $V(t)$ la tension de sortie du transformateur d'intensité ou de la sonde capacitive de valeur moyenne nulle (Figure IV-4).

Soit V , la composante continue de $V_r(t)$ ou encore la valeur moyenne de $V_r(t)$

Sur une période, $V = \frac{1}{T} \int_0^T V_r(t) \cdot dt$ (IV-1)

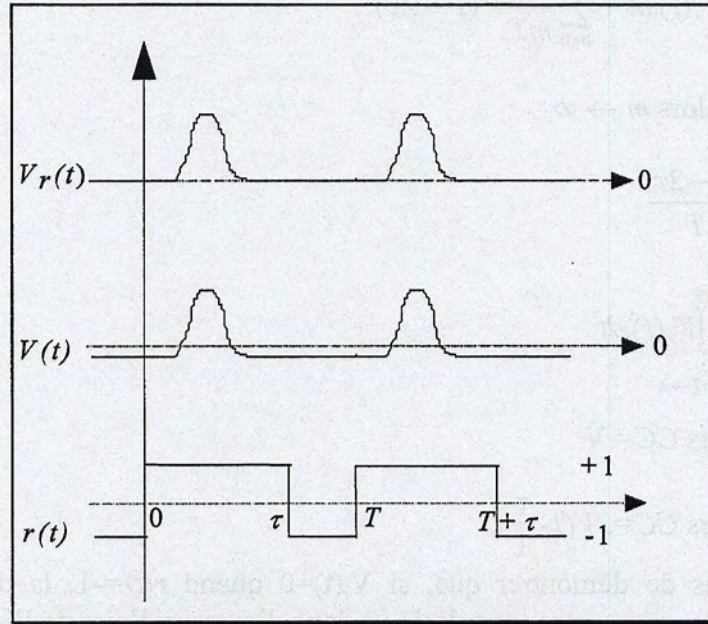


Figure IV-4 : Représentation de $V_r(t)$, $V(t)$ et $r(t)$.

Il vient :

$$V(t) = V_r(t) - V \quad (IV-2)$$

Soit $r(t)$ le signal de référence

$$S(t) = r(t) \cdot V(t) = V_r(t) \cdot r(t) - V \cdot r(t) \quad (IV-3)$$

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} R(t - nT) \quad (IV-4)$$

avec $R(t - nT) = +1$ si $nT < t < nT + \tau$

$R(t - nT) = -1$ si $nT + \tau < t < (n+1)T$

La forme de ces signaux est schématisée sur la figure suivante.

La composante continue, CC, extraite par filtrage passe bas est donnée par la relation :

$$CC = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} S(t) \cdot dt = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} \left(V_r(t) \sum_{n=0}^{\infty} R(t - nT) - V \sum_{n=0}^{\infty} R(t - nT) \right) dt \quad (IV-5)$$

$$CC = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{mT} \left[\int_0^{mT} V_r(t) R(t - nT) dt - V \int_0^{mT} R(t - nT) dt \right] \quad (IV-6)$$

Or d'après la relation IV-4

on a :

$$CC = \sum_{n=0}^m \frac{1}{mT} \left[\int_{nT}^{nT+\tau} V_r(t) dt - \int_{nT+\tau}^{(n+1)T} V_r(t) dt - V \int_{nT}^{nT+\tau} dt + V \int_{nT+\tau}^{(n+1)T} dt \right] \quad (IV-7)$$

Supposons que $V_r(t)=0$ quand $nT+\tau < t < (n+1)T$ c'est à dire quand $r(t)=-1$. Autrement dit, le pulse s'inscrit dans une fenêtre positive ($r(t)=1$)

Alors

$$CC = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} V_r(t).dt + \sum_{n=0}^m \frac{1}{mT} V(T-2\tau) \quad (IV-8)$$

Si $mT \rightarrow \infty$ alors $m \rightarrow \infty$
d'où

$$CC = V + V \frac{T-2\tau}{T} \quad (IV-9)$$

$$\text{car } V = \frac{1}{mT} \int_0^{mT} V_r(t).dt \quad (IV-10)$$

$$\text{Si } \tau = \frac{T}{2} \text{ alors } CC = V \quad (IV-11)$$

$$\text{Si } \tau \neq \frac{T}{2} \text{ alors } CC = 2V(1 - \frac{\tau}{T}) \quad (IV-12)$$

Nous venons de démontrer que, si $V_r(t)=0$ quand $r(t)=-1$, la détection synchrone permet de mesurer la valeur moyenne de $V_r(t)$ donc d'extraire l'aire de l'impulsion provenant des capteurs HF.

IV.2.3. RÉDUCTION DE L'INFLUENCE DU BRUIT ALÉATOIRE PAR DÉTECTION SYNCHRONE.

IV.2.3.1. Analyse de la détection synchrone dans le domaine fréquentiel

Seules les fréquences positives sont prises en compte dans ce paragraphe.

Soit $V(t)$, le signal provenant du capteur d'intensité. Il est périodique donc décomposable en série de Fourier :

$$V(t) = \sum_{n \geq 1} V_n \cdot \cos(n\omega_0 t - \Phi_n) \quad (IV-13)$$

avec $\bar{V} = 0$

Le signal référence, $r(t)$, est une fonction rectangulaire de même fréquence que $V(t)$, variant entre +1 et -1.

$\tau = T/2$ pour simplifier le calcul.

$r(t)$ est décomposable en série de Fourier :

$$r(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{p \geq 0} \frac{(-1)^p}{2p+1} \cos((2p+1)\omega_0 t) \quad (IV-14)$$

On rappelle que $V_r(t)$ doit être nulle si $r(t)=-1$ c'est à dire que l'impulsion doit être inscrite dans une porte de $r(t)$ (Figure IV-5)

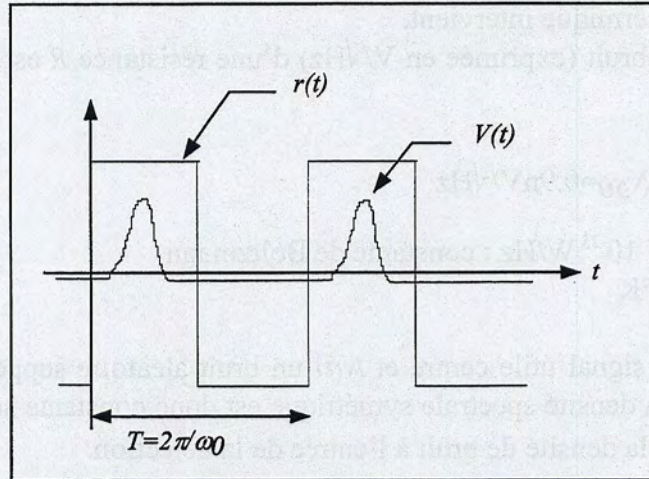


Figure IV-5 : Représentation du signal provenant du capteur et de l'oscillateur local

La phase de $r(t)$ est prise nulle car c'est la référence.

En multipliant ces 2 signaux, on obtient la combinaison suivante :

$$V(t) \times r(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n \geq 1} \sum_{p \geq 0} V_n \cdot \frac{(-1)^p}{2p+1} \cdot \cos(n\omega_0 t - \Phi_n) \cdot \cos((2p+1)\omega_0 t) \quad (IV-15)$$

$$V(t) \times r(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{n \geq 1} \sum_{p \geq 0} V_n \cdot \frac{(-1)^p}{2p+1} \cdot \cos((n+2p+1)\omega_0 t - \Phi_n) + \cos((n-2p-1)\omega_0 t - \Phi_n) \quad (IV-16)$$

La valeur moyenne est extraite par filtrage passe bas de pulsation de coupure $\omega_c \ll \omega_0$. Il n'apparaît plus que la composante continue, CC, du produit scalaire $V(t) \times r(t)$ pour $n=2p+1$. Cette dernière s'écrit :

$$CC = \frac{2}{\pi} \sum_{p \geq 0} \frac{(-1)^p}{2p+1} V_{2p+1} \cos(-\Phi_{2p+1}) \quad (IV-17)$$

Dans le domaine fréquentiel, la détection synchrone se comporte comme une translation de fréquences de toutes les harmoniques (impaires si l'on choisit le signal de référence défini précédemment) sur le continu.

IV.2.3.2. Effet de la détection synchrone sur le bruit aléatoire ramené à l'entrée en intensité faisceau

En pratique, les signaux de sortie des transformateurs d'intensité ou des sondes capacitatives s'accompagnent de bruit incohérent ou aléatoire[60], $N(t)$.

$$V_{réel}(t) = V(t) + N(t) \quad (IV-18)$$

La résolution d'une mesure dépend de ce type de bruit. C'est généralement un bruit intrinsèque à l'ensemble capteur - préamplificateur - traitement. Il est lié aux phénomènes de conduction électrique au niveau microscopique et se présente sous forme de bruit thermique,

et de bruit de grenaille et de bruit en $1/F$. Aux fréquences de travail du GANIL (entre 7 et 14MHz), seul bruit thermique intervient.

La densité de bruit (exprimée en $V/\sqrt{\text{Hz}}$) d'une résistance R est donnée par la relation suivante :

$$N_R = \sqrt{4.k.T.R} \quad (IV-19)$$

Pour $R=50\Omega$, $N_{50}=0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

avec $k=1.37 \cdot 10^{-23} \text{ W/Hz}$: constante de Boltzmann
 $T=300^\circ\text{K}$

Soient $V(t)$ le signal utile centré et $N(t)$ un bruit aléatoire supposé blanc sur la bande passante du signal. Sa densité spectrale symétrique est donc constante sur le spectre du signal, ΔB , et vaut N_d . C'est la densité de bruit à l'entrée de la détection.

Avant tout traitement, la puissance du bruit s'écrit :

$$PN_e = \Delta B.N_d^2 \quad (IV-20)$$

Si l'on considère que le signal de référence et le multiplieur (paragraphe V.1) n'introduisent pas de bruit supplémentaire, après multiplication par le signal de référence (signal rectangulaire) et filtrage par un filtre passe-bas idéal de bande $B_F \ll \omega_0$, la puissance du bruit ramenée à l'entrée de la chaîne de mesure est donnée par :

$$PN_s = N_d^2 \left(\frac{4}{\pi} \sum_{p \geq 0} \frac{(-1)^p}{2p+1} \right)^2 2B_F = N_d^2 \left(\frac{4}{\pi} \text{Arc tan}(1) \right)^2 2B_F = N_d^2 2B_F \quad (IV-21)$$

La résolution exprimée en intensité faisceau se déduit en divisant cette valeur par la sensibilité du capteur, S .

La détection synchrone transpose le bruit autour des harmoniques (impaires si l'on choisit le signal de référence défini précédemment) sur le continu (figure IV-6).

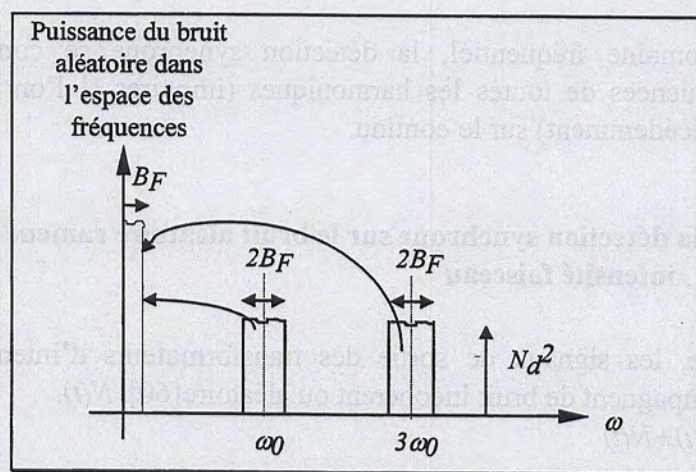


Figure IV-6 : Illustration de la translation en fréquence sur le continu, B_F étant la bande passante du filtre

Le niveau de bruit dépend de la bande passante du filtre passe bas et du bruit autour des fréquences $(2p+1)\omega_0$.

Pour décroître cette puissance de bruit, il faut :

- diminuer N_d : on choisit des amplificateurs très faibles bruits
- diminuer B_F : le filtre passe bas est très sélectif

Le temps de réponse de la mesure est fonction de la bande passante du filtre. Un temps de réponse court (§ I.1.4) implique une large bande passante. Ceci a pour effet néfaste de détériorer la résolution. Un compromis doit alors être établi. Nous verrons, dans la réalisation (§ V.1), que selon l'application, deux bandes passantes sont incluses dans la chaîne de mesure.

Voici quelques exemples de résolutions apportées par la détection synchrone que l'on peut attendre des dispositifs de mesures d'intensité si l'on considère que la chaîne de mesure est optimisée (voir §IV.3). On rappelle que l'harmonique fondamental des signaux issus des capteurs commence entre 7 et 14MHz.

Résolution d'une mesure d'intensité par un FCT

Dans le cas du transformateur d'intensité HF, le bruit provient du préamplificateur (en général $N_a < 0.5 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$) chargé par le transformateur d'intensité adapté 50Ω ($N_{50} = 0.9 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$).

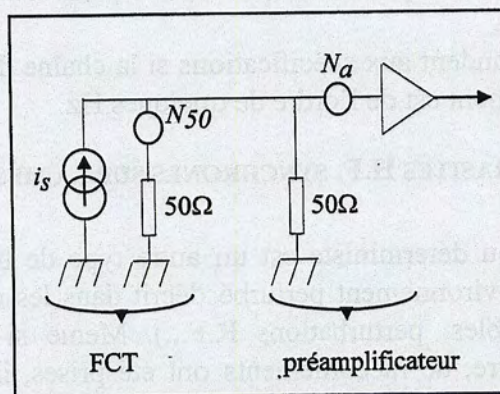


Figure IV-7 : Schéma équivalent électrique représentant le FCT, le préamplificateur et les sources de bruit associées

Le bruit ramené à l'entrée de la chaîne s'écrit :

$$N_d = \frac{N_{50}}{2} \oplus N_a \approx 0.7 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$$

\oplus étant la somme quadratique

en divisant par la sensibilité du transformateur, on obtient un bruit équivalent faisceau :

$$N_f = 140 \text{ pA}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Avec un traitement par détection synchrone et une bande passante de filtre $B_F = 10 \text{ Hz}$ par exemple, la résolution, déduite de l'équation IV-21, est de $630 \text{ pA}_{\text{eff}}$.

Résolution d'une mesure d'intensité par une sonde capacitive

Dans le cas d'une sonde capacitive, le bruit dépend essentiellement du préamplificateur haute impédance. Ce dernier, décrit ultérieurement, possède un bruit ramené à l'entrée de $2.8nV_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$. Le bruit aléatoire engendré par le capteur est considéré comme nul.

En bruit équivalent faisceau, il vient :

dans L1, $N_f = 6pA_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$

dans L2, $N_f = 20pA_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$

dans L3, $N_f = 60pA_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$

On trouve plusieurs résolutions car les sensibilités des sondes dépendent de la longueur physique des paquets.

Après le traitement par détection synchrone et une bande passante de filtre $B_F = 10\text{Hz}$, la résolution déduite de l'équation IV-21 est :

dans L1, $N_f = 20pA_{\text{eff}}$

dans L2, $N_f = 70pA_{\text{eff}}$

dans L3, $N_f = 190pA_{\text{eff}}$

IV.2.3.3. Conclusion

La résolution d'une mesure d'intensité par les deux types de capteurs HF décrits aux chapitres précédents est améliorée si un traitement par détection synchrone est utilisé. Cette dernière transpose le faible bruit présent autour des fréquences du faisceau ($\sim 10\text{MHz}$) et ses harmoniques sur le continu.

Les résolutions répondent aux spécifications si la chaîne de mesure est optimisée et si la bande passante du traitement est de l'ordre de quelques Hz.

IV.2.4. INFLUENCE DES PARASITES H.F. SYNCHRONES SUR LA MESURE

Le bruit cohérent ou déterministe est un autre type de bruit qui s'ajoute à $V(t)$. Le capteur est soumis à un environnement perturbé décrit dans les chapitres précédents (cavité H.F, rayonnement des câbles, perturbations R.F...). Même si toutes les précautions de blindages, de mise à la terre, de raccordements ont été prises, ils subsistent cependant des résidus de bruit synchrone à la fréquence du faisceau.

$$V_{\text{réel}} = V(t) + B(t) \quad (\text{IV-22})$$

Observons l'influence de ce type de bruit sur la mesure d'intensité par détection synchrone.

Parmi les bruits déterministes, seul le bruit synchrone à la fréquence du faisceau ou à ses harmoniques se retrouve dans la composante continue après le filtrage de la détection synchrone (équation IV-17).

Les systèmes HF induisent un signal parasite de la forme $B(t) = \sum_{n \geq 0} B_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n)$. Après multiplication par le signal rectangulaire défini précédemment et filtrage passe-bas, on obtient :

$$CC_{\text{réel}} = \frac{2}{\pi} \sum_{p \geq 0} \frac{(-1)^p}{2p+1} (V_{2p+1} \cos(-\Phi_{2p+1}) + B_{2p+1} \cos(-\varphi_{2p+1})) \quad (\text{IV-23})$$

sans faisceau on a :

$$CC_{\text{sans faisceau}} = \frac{2}{\pi} \sum_{p \geq 0} \frac{(-1)^p}{2p+1} B_{2p+1} \cos(-\varphi_{2p+1}) \quad (IV-24)$$

Un bruit synchrone sans faisceau se traduit donc par la présence d'un offset dans la mesure. Pour éliminer ce type de bruit, deux solutions se présentent selon l'étendue spectrale du bruit.

Bruit synchrone réduit à la fréquence fondamentale

Le bruit synchrone n'est présent que sur la fréquence fondamentale (une seule composante B_1). Nous pouvons rejeter ce bruit en imposant à la détection un signal de référence de fréquence supérieur à ω_0 , par exemple $2\omega_0$.

Nous avons démontré, au paragraphe IV.2.2, que la détection synchrone n'est utilisable qu'à condition d'avoir l'impulsion inscrite dans une fenêtre ($r(t)=1$). Si la fréquence du signal de référence est double du signal du capteur alors on doit avoir

$$V_r(t)=0 \quad \forall nT+\tau < t < (n+1)T \quad (\text{Figure IV-8}).$$

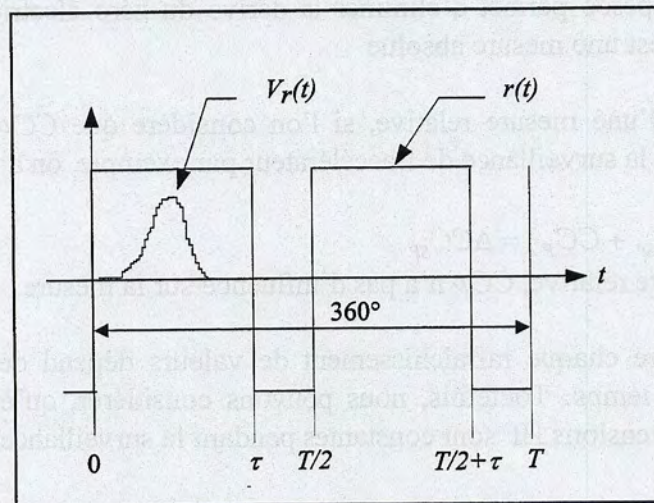


Figure IV-8 : Signal de référence à la fréquence double de $V_r(t)$

L'équation IV-12 devient :

$$CC = 2V(1 - \frac{2\tau}{T}) \quad (IV-25)$$

Pour obtenir une composante continue différente de zéro, il est nécessaire d'avoir

$$\tau < \frac{T}{2}$$

La largeur temporelle au pied du signal provenant des différents diagnostics HF doit donc être strictement inférieure à $\frac{T}{2}$ ou à 180° dans l'espace des phases (360° représentant une période).

Nous avons vu dans les chapitres précédents que les signaux ont une largeur au pied de $\sim 25\text{ns}$ pour les sondes capacitatives et de $\sim 10\text{ns}$ pour les FCT dans L1 pour un paquet d'extension en phase de 21° . Cette valeur peut être plus élevée et peut atteindre entre 30 et 40°

pour un paquet dans L1 avant regroupeur. Ceci induit un signal de capteur de largeur supérieure à $T/2$. En conséquence, il n'est pas possible d'utiliser un tel système.

Le signal de référence est synchronisé sur l'harmonique fondamentale du faisceau (avec un τ variant entre $T/2$ et T). Le bruit synchrone est éliminé comme suit.

Bruit synchrone possédant plusieurs harmoniques.

Un autre moyen d'éliminer ce bruit déterministe est la double pesée. Les mesures des composantes continues avec et sans faisceau sont soustraites.

$$CC_{SP} = CC - CC_P \quad (IV-26)$$

avec

CC_{SP} : composante continue utile ou sans parasite

CC : composante continue avec faisceau

CC_P : composante continue sans faisceau ou parasite

Le niveau de ce type de bruit, CC_P , est fonction notamment du niveau des hautes tensions des équipements HF (regroupeurs, cavités accélératrices...) qui induisent un signal parasite synchrone.

Cette double pesée permet d'éliminer la dérive du zéro électrique et la composante continue parasite. C'est une mesure absolue

Dans le cas d'une mesure relative, si l'on considère que CC_P est constant et petit devant CC_{SP} , pendant la surveillance de l'accélérateur par exemple, on a :

$$\Delta CC = \Delta(CC_{SP} + CC_P) = \Delta CC_{SP} \quad (IV-27)$$

donc en mesure relative, CC_P n'a pas d'influence sur la mesure.

Le temps entre chaque rafraîchissement de valeurs dépend des variations du bruit déterministe dans le temps. Toutefois, nous pouvons considérer, qu'en pratique, le niveau reste constant car les tensions HF sont constantes pendant la surveillance d'un faisceau.

IV.3. ÉTUDE D'UNE OPTIMISATION DE LA CHAÎNE DE MESURE

IV.3.1. PRINCIPE

Pour optimiser une chaîne de mesure, il est nécessaire d'avoir un minimum de bruit aléatoire en HF et en BF et de veiller à ce que les composants de la chaîne ne saturent pas. Jusqu'à présent, nous avons toujours supposé que la chaîne était optimisée. Nous ne prenons en compte que le bruit du capteur et du préamplificateur HF.

Soit une chaîne de composants au nombre n , de gain G_p et de bruits intrinsèques N_p . La représentation de cette chaîne avec un bruit intrinsèque d'entrée N_e est la suivante (tous ces bruits sont exprimés en valeur efficace par $\sqrt{\text{Hz}}$).

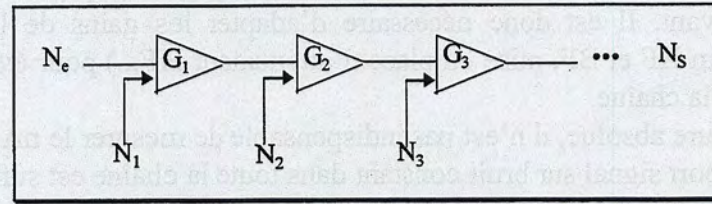


Figure IV-9 : Représentation d'une chaîne de mesure

Le bruit de sortie N_s s'exprime en fonction des différents bruits et des gains comme suit :

$$N_s = (N_e \oplus N_1)(G_1 G_2 G_3 \dots G_n) \oplus N_2 (G_2 G_3 \dots G_n) \oplus \dots \oplus N_n G_n \quad (IV-28)$$

avec \oplus : la somme quadratique.

$$N_s = (N_e \oplus N_1)(G_1 G_2 G_3 \dots G_n) \left(1 \oplus \frac{N_2}{(N_e \oplus N_1) G_1} \oplus \dots \oplus \frac{N_n}{(N_e \oplus N_1)(G_1 G_2 \dots G_{n-1})} \right) \quad (IV-29)$$

En bruit équivalent faisceau,

$$N_f = \frac{N_s}{(G_1 G_2 \dots G_n) S} = \frac{(N_e \oplus N_1)}{S} \left(1 \oplus \frac{N_2}{(N_e \oplus N_1) G_1} \oplus \dots \oplus \frac{N_n}{(N_e \oplus N_1)(G_1 G_2 \dots G_{n-1})} \right) \quad (IV-30)$$

avec S la sensibilité du capteur

Si le gain du premier étage, G_1 , est suffisamment grand pour avoir $N_2 \ll G_1 N_1$, c'est à dire $G_1 \gg N_2/N_1$, l'équation IV-30 se simplifie comme suit :

$$N_f = \frac{N_e \oplus N_1}{S} \quad (IV-31)$$

Dans ces conditions, la résolution totale de la chaîne de mesure est définie par le bruit du capteur et du premier étage amplificateur : la chaîne est dite optimisée.

La mesure de l'intensité par des diagnostics sensibles à la structure HF du faisceau met en œuvre des composants HF (amplificateur, mélangeur, atténuateur...) et BF (amplificateur, filtre passe bas...). Le bruit BF des amplificateurs est souvent de puissance supérieure ($< 100 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$ autour du continu) au bruit HF ($< 0.5 \text{ nV}_{\text{eff}}/\sqrt{\text{Hz}}$) car il fait intervenir plusieurs types de bruits intrinsèques (voir §IV.2.3). Avec le même type de raisonnement que précédemment, si G_{HF} et G_{BF} regroupent respectivement l'ensemble des gains HF et BF (figure IV-10) alors la chaîne est optimisée à condition d'avoir un gain total HF,

$G_{HF} \gg N_{BF}/N_{HF}$, c'est à dire, avec les ordres de grandeur de bruit que nous connaissons, $G_{HF} \gg 200 = 46\text{dB}$.

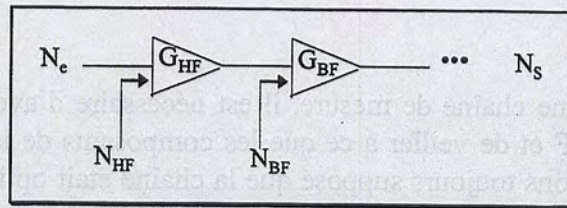


Figure IV-10 : Représentation d'une chaîne de mesure en distinguant la partie HF de la partie BF

Or, la gamme d'intensité du faisceau est comprise entre 1nA et $70\mu\text{A}$. Le niveau de signal utile peut, avec un tel gain HF et de fortes intensités (supérieures à quelques μA), saturer l'étage suivant. Il est donc nécessaire d'adapter les gains de la partie HF et BF (changement de gain HF et BF, mise en place d'atténuateur HF...) pour éviter toute saturation des composants de la chaîne.

Pour la mesure absolue, il n'est pas indispensable de mesurer le nA sur toute la gamme d'intensité. Un rapport signal sur bruit constant dans toute la chaîne est suffisant. En revanche, si l'on veut mesurer des pertes ou des petites variations d'intensité (mesure différentielle), une résolution inférieure à 1nA_{eff} est nécessaire.

Dans les paragraphes suivants, nous proposons une optimisation de la chaîne de mesure des transformateurs d'intensité et des sondes capacitatives.

IV.3.2.OPTIMISATION DE LA CHAÎNE DE MESURE ET RÉOLUTION ATTENDUE AVEC UN TRANSFORMATEUR D'INTENSITÉ

Le tableau suivant présente, en fonction de la gamme d'intensité, une optimisation de la chaîne de mesure et la résolution théorique attendue. La figure IV-11 est l'illustration du tableau.

	gain HF (dB)	fréquence de coupure du filtre passe-bas (Hz)	gain BF (dB)	résolution
de 1nA à $1\mu\text{A}$	22+30	30	74	$990\text{pA}_{\text{eff}}$
de $1\mu\text{A}$ à $25\mu\text{A}$	22+16	30 6	60	2nA_{eff} $920\text{pA}_{\text{eff}}$
Supérieur à $25\mu\text{A}$	22	30 0.2	60	11nA_{eff} $950\text{pA}_{\text{eff}}$

Tableau IV-2 : Résolution de la chaîne de mesure du FCT en fonction de la gamme d'intensité

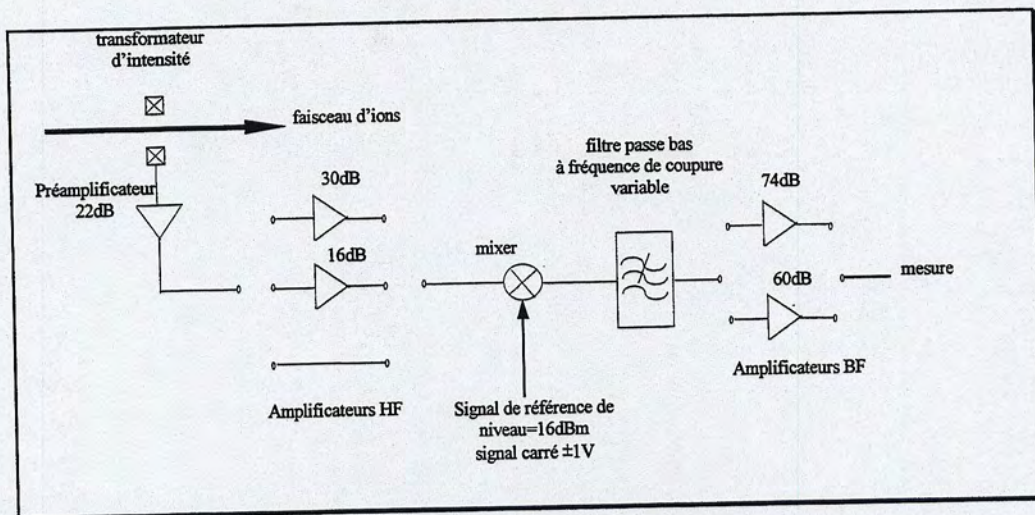


Figure IV-11 : Schéma d'une optimisation de la chaîne de mesure d'un FCT

IV.3.3.OPTIMISATION DE LA CHAÎNE DE MESURE ET RÉOLUTION ATTENDUE AVEC UNE SONDE CAPACITIVE

De la même façon que précédemment, voici une proposition d'optimisation de la chaîne de mesure avec la résolution prévue dans L3.

	gain HF (dB)	fréquence de coupure du filtre passe-bas (Hz)	gain BF (dB)	résolution
de 1nA à 1μA	16.5+24	30	40	525pA _{eff}
de 1μA à 20μA	16.5	30 3	40	2.4nA _{eff} 780pA _{eff}
Supérieur à 20μA	16.5-10	30 0.4	40	9.2nA _{eff} 900nA _{eff}

Tableau IV-3 : Résolution de la chaîne de mesure d'une sonde capacitive en fonction de la gamme d'intensité

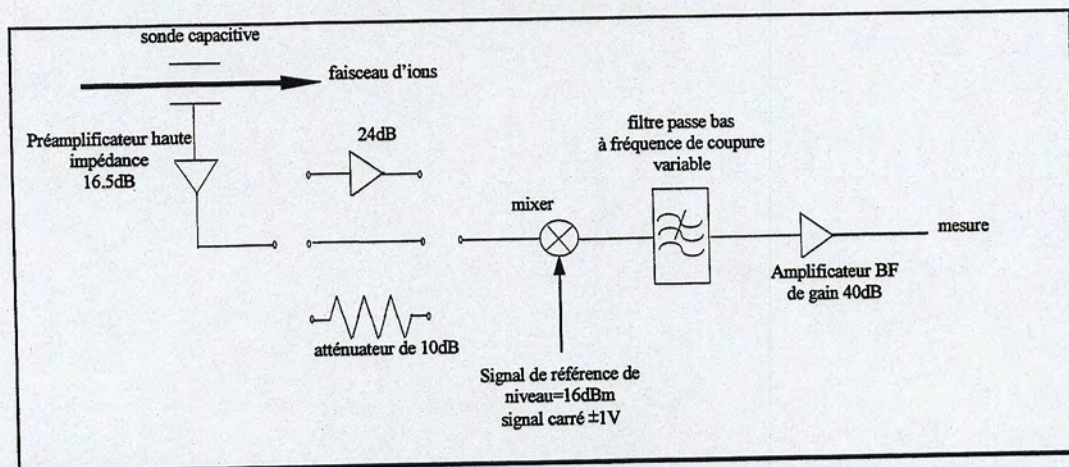


Figure IV-12 : Schéma d'une optimisation de la chaîne de mesure d'une sonde capacitive

V. RÉALISATION, VALIDATION ET CHOIX

V.1. CONDITIONS EXPÉRIMENTALES

V.1.1. TECHNOLOGIE

La sonde capacitive est active. Le préamplificateur haute impédance utilise un transistor à effet de champ AsGa Hewlett Packard à très bas niveau de bruit (ATF-36077 [61]).

Le transformateur d'intensité HF est adapté 50Ω. Le préamplificateur ainsi que la chaîne d'amplification sont réalisés avec des amplificateurs hybrides faible bruit, adaptés sur 50Ω. Cette chaîne est commutable par des relais pour faire varier le gain par bonds.

Le détecteur synchrone est réalisé ainsi :

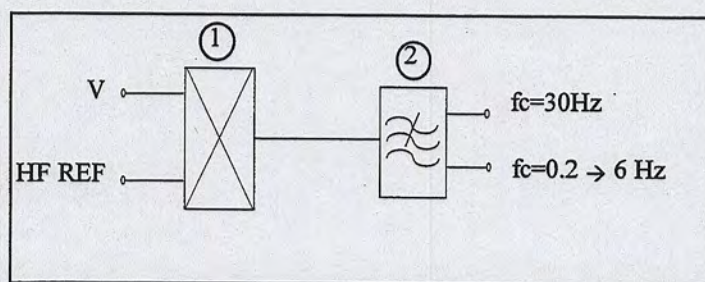


Figure V-1: Détecteur synchrone

- La fonction multiplication (1) est réalisée par un mélangeur SRA 1H de chez Mini-Circuits [62]. C'est un modulateur équilibré constitué d'un anneau de quatre diodes de caractéristiques aussi voisines que possible et de deux transformateurs. Ce type de dispositif passif, n'induit pas, théoriquement, de bruit supplémentaire contrairement à un réel multiplicateur du type AD834 par exemple [63].
- Le filtre passe bas (2) est un filtre RC classique adapté 50Ω en entrée.

L'amplification BF est réalisée par un amplificateur d'instrumentation INA 101 de chez Burr Brown [64]

L'oscillateur est un générateur de signaux carrés commandé par la fréquence pilote. Sa phase par rapport aux signaux issus des capteurs est ajustée manuellement à l'aide d'une ligne à retard HF à câbles commutés par relais.

Pour calibrer la chaîne de mesure, on commute sur un signal pulsé rehaussé réalisé par un générateur de signaux pulsés commandé par la fréquence pilote.

V.1.2. CONDITIONS EN LIGNE

Le faisceau est modulé naturellement au passage du groupeur ou du premier cyclotron commandé par un générateur pilote HF.

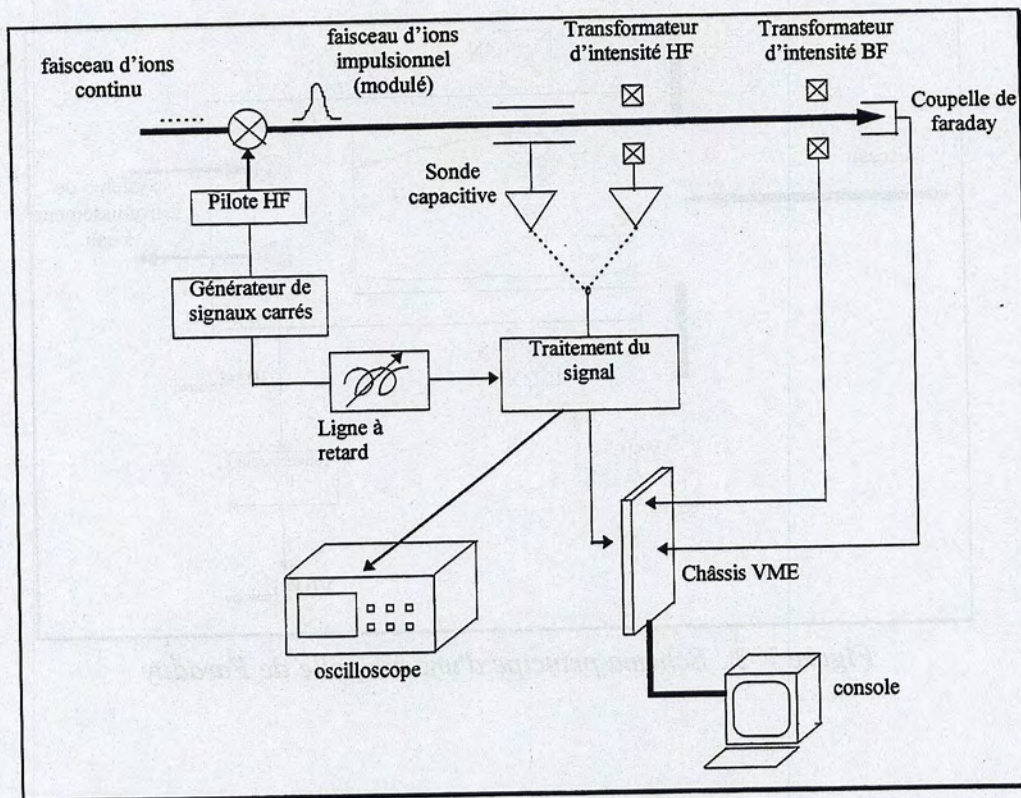


Figure V-2 : Principe de l'expérimentation

V.1.3. OUTIL D'ÉTALONNAGE

Deux dispositifs permettent d'étalonner la mesure d'intensité : les transformateurs d'intensité BF décrits au chapitre I et la coupelle de Faraday dont voici exposé ci-dessous le principe. Le choix d'un diagnostic dépend de sa proximité par rapport au nouveau système de lecture.

Contrairement aux transformateurs et aux sondes, la coupelle de Faraday est un diagnostic d'intensité interceptif.

Les coupelles de Faraday sont constituées d'un cylindre creux en cuivre et sont munies soit d'une électrode polarisée négativement à quelques centaines de Volts, soit d'un aimant permanent ou soit les deux pour limiter la perte de charge due à l'émission d'électrons secondaires. Elles sont souvent refroidies par une circulation d'eau. La mesure indique directement l'intensité moyenne du faisceau.

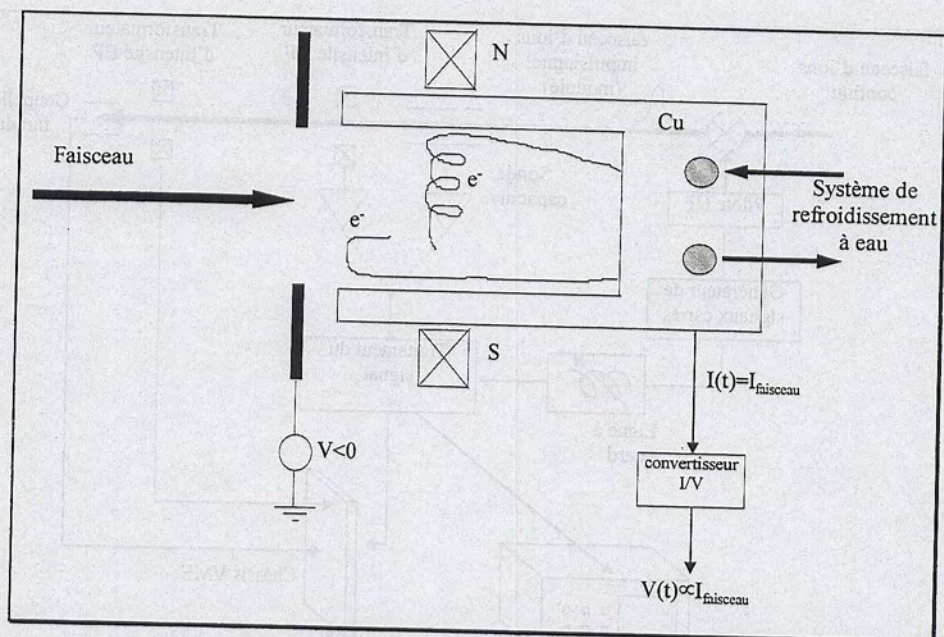


Figure V-3 : Schéma principe d'une coupelle de Faraday

V.2. VALIDATION

V.2.1. RÉSOLUTION MESURÉE

Pour mesurer la résolution de la chaîne complète, la composante continue est enregistrée avec son bruit à l'aide d'un oscilloscope numérique. La puissance de bruit ou sa valeur efficace est calculée numériquement. Le bruit équivalent faisceau est déduit. Pour connaître le gain et la sensibilité réels de la chaîne de mesure, nous lisons l'intensité moyenne du faisceau, relevons la valeur moyenne de la composante continue et établissons le rapport des deux. Une amplification suffisamment élevée à l'aide de l'amplificateur BF permet de détecter le bruit qui doit être supérieur au bruit des appareils de mesure. Le tableau suivant présente des résolutions pour un faisceau d' ^{86}K à une fréquence de 11MHz avec des intensités comprises entre 1 et 5 μA .

	Transformateur d'intensité HF	sonde capacitive dans L1	Sonde capacitive dans L2	sonde capacitive dans L3
$f_c=30\text{ Hz}$	$\sim 1.5\text{nA}_{\text{eff}}$	$\sim 200\text{pA}_{\text{eff}}$	$\sim 650\text{pA}_{\text{eff}}$	$\sim 1.8\text{nA}_{\text{eff}}$

Tableau V-1: Résolutions en intensité efficace des capteurs d'intensité HF

Ces valeurs sont à comparer à celles calculées pour une chaîne de mesure avec des intensités comprises entre 1 et 20 μA (tableaux IV-2 et IV-3, 2^{ème} ligne, $f_c=30\text{Hz}$). Globalement, les résolutions mesurées sont proches de celles calculées. Les différences tiennent du fait que les bruits en tensions des amplificateurs BF autour du continu sont mal connus car les constructeurs ont l'habitude de spécifier cette valeur à 10Hz ou plus. Il semblerait ici que le bruit de l'amplificateur BF soit inférieur à celui estimé pour le calcul de la résolution.

V.2.2. EFFET DES VARIATIONS DE L'EXTENSION EN PHASE D'UN PAQUET SUR LA MESURE

Les spécifications imposent une précision de la mesure à 1%. Le traitement du signal choisi permet de répondre à cette exigence en théorie. Toutefois, il serait intéressant de constater l'effet des variations de la forme et de l'extension en phase d'un paquet sur la mesure expérimentale. Pour réaliser ce test, il est nécessaire

- de modifier et mesurer ces paramètres à proximité du diagnostic
- d'observer leurs influences sur la mesure
- d'utiliser le même capteur avec la même chaîne de mesure pour éviter toute erreur de précision due à l'électronique

Ces conditions sont difficilement réunies et rendent la manipulation délicate.

Dans le cas du FCT qui est situé dans la ligne L1 avant le regroupeur, la tension HF du cyclotron injecteur C0 agit sur l'extension en phase des paquets. Il n'est pas possible de connaître la valeur de cette dernière car il n'existe pas de moyen de mesurer la forme du paquet près du capteur. L'intensité peut aussi être modifiée au cours de l'expérience. Par conséquent, ce sont les variations de V_s / i_f , rapport entre la tension de sortie et l'intensité du faisceau, qui sont observées. L'intensité moyenne est lue par l'intermédiaire d'une coupelle de Faraday.

Il semblerait qu'un écart d'une dizaine de kV de la tension du C0 autour sa valeur de réglage n'ait pas d'influence sur le rapport V_s / i_p .

En théorie, le lien entre l'extension en phase pour une intensité donnée et la tension de sortie est quantifiable alors qu'en pratique, il n'y a pas de moyen de vérifier précisément l'extension en phase. Il est donc difficile de conclure sur l'influence des variations de l'extension en phase sur la mesure expérimentale.

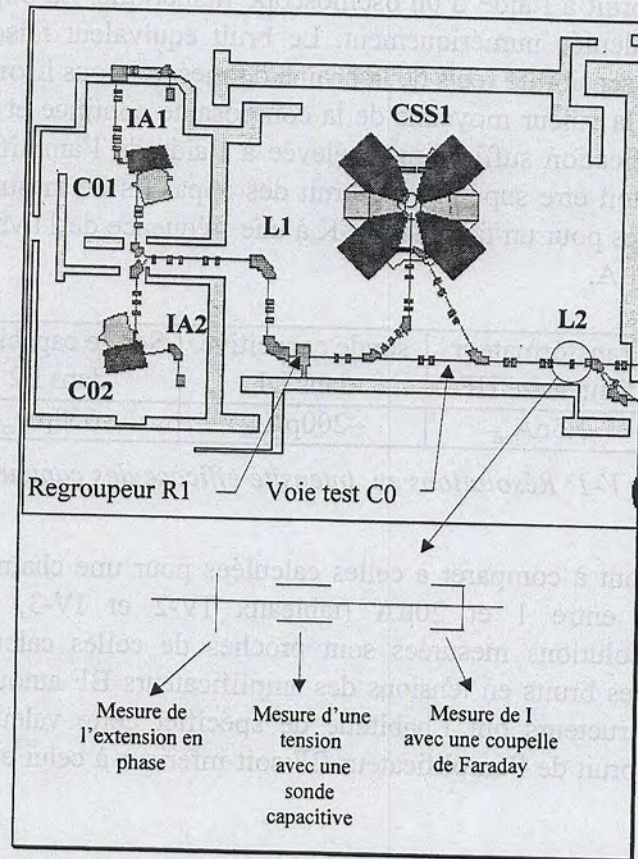


Figure V-4 : Expérience avec une sonde capacitive

Dans le cas des sondes capacitatives placées tout le long de l'accélérateur, il est possible de modifier et mesurer l'extension en phase à proximité de la sonde capacitive. L'expérience se déroule dans la ligne L2 mais en utilisant la voie test C0 qui évite au faisceau d'être accéléré par le CSS1 (figure V-4).

Sont mesurées :

- l'extension en phase avec une sonde d'extension en phase interceptive
- l'intensité moyenne avec une coupelle de Faraday
- la tension V_s avec une sonde capacitive.

Un éplucheur¹ est inséré entre la sonde capacitive et la coupelle de Faraday. Pour que les mesures ne soient pas erronées, il est nécessaire d'utiliser l'éplucheur sans cible puis de vérifier que le diamètre moyen des paquets soit inférieur à celui du diaphragme.

Pour agir de manière significative sur la longueur en phase d'un paquet, la tension HF du regroupneur R1 est déréglée de quelques dizaines de kV ce qui correspond à des variations de l'extension en phase d'au moins 30°.

¹ Cet instrument sert à changer l'état de charge des ions. Il est constitué d'un diaphragme et d'une cible traversée par les ions.

Pour différentes valeurs d'extension en phase, les variations du rapport V_s / i_f sont inférieures à 1%. Si l'on considère que cette barre d'erreur peut être due au bruit aléatoire des différentes mesures, on peut en déduire que ce type de mesure est indépendant de l'extension en phase. Cette expérience valide le choix d'extraire l'aire de l'impulsion de sortie du capteur par détection synchrone.

V.3. CHOIX

La sonde capacitive présente l'avantage d'être un système très simple de mise en œuvre. Le coefficient de proportionnalité entre l'aire de l'impulsion de sortie de la sonde et l'intensité du faisceau est variable en fonction de l'endroit et la fréquence du faisceau. Pour le connaître, il faut avoir une mesure d'intensité externe de référence.

Pour chaque ligne, il est nécessaire d'avoir une coupelle de Faraday proche de la sonde. Ce dispositif fait appel à des mesures de courants par les coupelles précises à 1%. L'erreur absolue de ces dernières est difficilement quantifiable. De plus, pour des faisceaux de faible intensité ($< 100 \text{ nAe}$), l'électronique des coupelles de Faraday refroidies ne permet pas de mesurer le nA. Cette solution complique l'initialisation des mesures et remet en cause les mesures de courants par les coupelles de Faraday.

Il semblerait donc que, pour des raisons de précision, la mesure du courant à l'aide de transformateur d'intensité HF permette d'atteindre les objectifs décrits dans les spécifications visées (voir § I.1.4).

BILAN ET PERSPECTIVES

Cette étude détaillée de deux types de capteur sensibles à la structure haute fréquence du faisceau a montré qu'il est possible d'utiliser les transformateurs d'intensité (FCT) et les sondes capacitives pour la mesure d'intensité du faisceau d'ions de GANIL. Pour déterminer cette intensité à 1%, un traitement qui extrait l'aire du signal impulsionnel délivré par les capteurs HF a été choisi. Il permet d'être indépendant des variations de l'extension en phase et de la forme des paquets.

Les avantages et inconvénients des deux diagnostics sont

- pour les FCT

La mesure est absolue à condition d'avoir une sortie adaptée 50Ω . L'aire de l'impulsion est proportionnelle à l'intensité moyenne quelque soit l'endroit et la fréquence. Il n'y a pas besoin d'un calibrage du capteur mais éventuellement une simple vérification des caractéristiques du capteur.

Il n'est pas possible de modifier les caractéristiques du capteur (nombres de tour). En cas de problème, il est préférable de faire appel au constructeur. Il n'existe pas de moyen simple en ligne pour vérifier que le capteur fonctionne. Sa mise en œuvre exige quelques précautions (besoin de dévier le courant de retour, enceinte sous vide...).

- pour les sondes capacitives

Le système est simple (électrode en cuivre cylindrique). La vérification du bon fonctionnement du capteur est limitée à sa connexion avec l'électronique. Ces sondes sont déjà exploitées pour la mesure de phase et existent donc à différents endroits de l'accélérateur.

Le modèle mathématique de la sonde active (sonde couplée à un préamplificateur haute impédance) n'est pas connu avec précision. Sa sensibilité est dépendante de la longueur physique des paquets et de la vitesse. Il faut donc étalonner les mesures à chaque endroit et à chaque fréquence avec des coupelles de Faraday par exemple.

Quelque soit le capteur choisi, pour extraire l'aire de l'impulsion et pour atteindre une résolution de $1nA_{eff}$, la détection synchrone s'avère être le traitement le mieux adapté. En effet, cette détection permet de réaliser un filtre de largeur très étroite pour réduire l'influence du bruit aléatoire. Pour éliminer le bruit synchrone qui peut s'étendre sur plusieurs harmoniques de la fréquence machine, une solution consiste à réaliser une double pesée (avec et sans faisceau). Cette dernière élimine la dérive du zéro électrique.

À ce stade, il est possible d'affirmer que les objectifs visés au début de cette étude peuvent être atteints quelque soit le type de diagnostic. Les sondes capacitives nécessitent un étalonnage à l'aide de coupelles de Faraday. Cette méthode remet en question la précision des coupelles de Faraday. Pour atteindre la précision demandée, il est préférable d'utiliser le transformateur d'intensité qui mesure le courant en ligne de manière quasi absolue. La précision de la mesure n'est pas quantifiable car des réflexions HF hors ligne sont observées et ne permettent pas de calibrer le dispositif. Les conditions en ligne sont meilleures.

Les différents tests entrepris au cours de cette étude ont nécessité des équipements modulables, interchangeables et parfois coûteux (générateur de fonction, ligne à retard,...). De plus, les ajustages étaient manuels. L'intégration du diagnostic dans l'accélérateur signifie qu'il doit être fonctionnel et utilisable simplement en tenant compte des éléments qui sont à disposition sur l'accélérateur, de la facilité de mise en œuvre et du coût total du dispositif.

Voici présentées quelques perspectives d'évolutions des différents éléments du diagnostic :

- Le signal de référence pour la détection synchrone était réalisé par un générateur de fonction carrée. Une ligne à retard réglée manuellement permettait de positionner l'impulsion dans la fenêtre temporelle. Notons que le déphasage est dû à la phase du faisceau au point de mesure et au déphasage provoqué par l'électronique.

Plusieurs possibilités existent pour générer et déphaser correctement ce signal :

- à partir du synthétiseur qui pilote les cavités accélératrices.
- à partir du faisceau lui-même mais le déclenchement doit être indépendant du niveau de l'impulsion.

- Si l'on veut avoir une gamme de mesure comprise entre 1nA et 70 μ A, la mise en œuvre d'une commutation de gain est nécessaire. C'est un point délicat de la chaîne de mesure car on augmente la probabilité d'avoir des erreurs de gains et de linéarité. De plus, il faut vérifier l'intensité pour changer de gamme de fonctionnement.

- La mesure sans faisceau pour la double pesée, peut se faire en coupant de manière cyclique le faisceau ou en utilisant des coupures réalisées par d'autres systèmes.

- Le calibrage en ligne via le diagnostic n'est pas possible avec les capteurs HF. Pour le FCT, il suffit d'étalonner seulement l'électronique car nous connaissons le coefficient de proportionnalité constant entre l'aire de l'impulsion de sortie du FCT et l'intensité du faisceau. Un même signal étalon pour tous les diagnostics HF permet d'avoir une précision inférieure à 1% de la mesure différentielle entre les diagnostics pour pouvoir connaître les rendements de l'accélérateur par exemple. Le signal étalon est de forme impulsionnelle et de fréquence proche de 10MHz et peut être envoyé à l'entrée du préamplificateur à proximité du capteur. A chaque changement de gain, un calibrage est nécessaire.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] E. Baron and the GANIL staff. 'Upgrading the GANIL facilities for high-intensity heavy ion beams'. 14th International Conference on cyclotrons and their Applications, Cape Town, South Africa. World Scientific, Oct. 95
- [2] A. Joubert et al., 'The SISSI project: an intense secondary ion source using superconducting solenoid lenses.', 14th Particle Accelerator Conference, San Francisco, USA, Vol. 1, IEEE, May 1991
- [3] M. Lieuvain and the SPIRAL group, 'Status of the SPIRAL, the radioactive beam project at GANIL', 14th International Conference on Cyclotrons and their Applications, Cape Town, South Africa. World Scientific, Oct. 95
- [4] F. Loyer, T. Andre, B. Ducoudret, J.P. Rataud. 'New beam diagnostics at GANIL: very sensitive current transformers in beam lines and counting system of beam turns in cyclotrons', Particle Accelerator Conf., Vancouver, Canada, May 13-16, 1985
- [5] F.R. Gallegos, L.J. Morrison, A.A. Browman. 'The development of a current monitor system for measuring pulsed-beam current over a wide dynamic range'. Particle Accelerator Conf., Vancouver, Canada, May 13-16, 1985
- [6] X. Wang, 'Ultrafast, high precision gated integrator'. Beam Instrumentation Workshop, Vancouver, Canada, Oct. 94
- [7] X. Wang et al. 'High beam current shut-off systems in the APS Linac and low energy transfer line'. Beam Instrumentation Workshop, Vancouver, Canada, Oct. 94
- [8] X. Wang et al. 'Design and commissioning of the APS beam charge end current monitors'. Beam Instrumentation Workshop, Vancouver, Canada, Oct. 94
- [9] K.B. Unser, 'Recent advances in beam current transformer technology and avenues for further developments'. Workshop, Montreux, Switzerland, May 93
- [10] K.B. Unser, SL Division, 'Measuring bunch intensity, beam loss and bunch lifetime in LEP'. EPAC 90
- [11] F. Loyer, C. Basso, 'Beam intensity monitors'. Status report., ESRF, Aug. 94
- [12] L. Vos, 'The LEP monitor for the measurement of bunch intensity', CERN SL/94-18 (BI)
- [13] K. Unser, 'Measuring bunch intensity, beam loss and bunch lifetime in LEP', CERN/SL/90-27 (BI), June 1990
- [14] K. Unser. 'A toroidal DC beam current transformer with high resolution'. IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. NS-28, No.3, June 81
- [15] K. Unser, 'Beam current transformer with DC to 200MHz range, CERN, ISR-CO/69-6, 69
- [16] L. Vos, 'The second harmonic beam current transformer for DC intensity', CERN SL/94-74 (BI)
- [17] G. Burtin et al., 'Mechanical design, signal processing and operator interface of the LEP beam current transformers', EPAC'90, Nice, France, 1990
- [18] R. Colchester, S. Turner, K. Unser, 'Beam current transformers for the ISR and West hall beam transfer system', CERN-ISR-OP/72-2, August 1972
- [19] W. Schütte, 'Mechanical design of the beam current transformers for the HERA Proton Ring', Particle Accelerator Conference Proceedings, IEEE Catalog No. 91CH3038-7, 1991
- [20] K. Unser, 'The parametric current transformer, a beam current monitor developed for LEP', Proceedings of the third accelerator instrumentation workshop, CEBAF, 91
- [21] F. Delahaye, 'Les SQUID et leurs applications à la métrologie', Techniques de l'ingénieur, Mesures Electriques, R928

- [22] R.F. Dziuba and D.B. Sullivan, 'Cryogenic direct current comparators and their applications', IEEE Trans. on Mag., Vol. MAG-11, n° 2, March 1975
- [23] I.K. Harvey, 'A precise low temperature dc ratio transformer'. Rev.Sci.Instrumen., vol.43, 1972
- [24] A.Peters, W.Vodel et al., 'Absolute measurements and analysis of na-Ion beams'. Beam Diagnostics and Instrumentation for Particle Accelerators, Frascati (Rome), Italy, Oct. 97
- [25] A.Peters, W.Vodel et al., 'A cryogenic current comparator for non-destructive beam intensity measurements', EPAC'94, London, 94
- [26] J.Borer, R.Jung, 'Diagnostics', CERN/LEP-BI/84-14
- [27] G.Gelato, 'Beam current and charge measurements', Beam instrumentation, CERN-PE-ED, 001-92
- [28] H.Kozioł, 'Beam diagnostics for accelerators', CERN, 1992
- [29] Y.Yin, 'Development of a wall current beam position monitor for a KAON factory ceramic chamber', IEEE Particle Accelerator Conference, San Francisco, California, May 6-9, 1991
- [30] G.C.Schneider, 'A 1.5GHz wide-band beam-position and intensity monitor for the electron-positron accumulator (EPA)', IEEE, CH2387-9/87
- [31] H. Nakagawa et. al., 'Beam diagnostics with wall current monitor', IEEE Trans. on Nucl. Sci., Vol. NS-26, No.3, June 1979
- [32] R.Bossart, 'Analysis and performance of the wall current monitor for the SPS', LAB II-CO/Int./BM75.2, 20.1.1975
- [33] Bergoz, Precision Beam Instrumentation, 'Fast current transformer user's manual', Crozet, France
- [34] R.C.Webber, 'Charged particule beam current monitoring tutorial', Beam Instrumentation Wokshop, Vancouver, Canada, Oct. 94
- [35] A.Malicet, D.Venot, 'Grandeurs d'influence dans les mesures électriques', Techniques de l'ingénieur, R455
- [36] Electricité de France, 'Perturbations électriques et électromagnétiques des circuits basse tension des postes et centrales', ASCP/NP 80.08, janv. 1980
- [37] R.Badoual, 'Les micro-ondes', tome I, collection technologies', Masson, 1993
- [38] P.F.Combes, 'Micro-ondes 1. Lignes, guides et cavités', Dunod, 1996
- [39] E.Schulte, 'Beam position monitors (pick-ups) and Q measurement', Beam Instrumentation, CERN-PE-ED 001-92, 1992
- [40] F.Loyer, 'Diagnostics de faisceau', GANIL, rapport interne, 1989
- [41] J.Borer and R.Scholl, 'The ISR beam position monitoring system', ISR-CO/RF 69-55
- [42] R.E.Shafer, 'Characteristics of directional coupler beam position monitors', IEEE Trans. Nucl. Sci. Vol. NS-32, N°5, Oct. 1985
- [43] H.H. Feldmann, 'Non-intercepting ion phase measuring equipment of the isochronous cyclotrons at Karlsruhe and Jülich', IEEE Trans. Nucl. Sci., Aug.1966
- [44] R.E.Shafer, 'Beam position monitoring', Los Alamos, NM 87545, 1992
- [45] A.Hofmann, 'Accelerator needs for diagnostics', DIPAC'93, Geneve, 1993
- [46] G.Gelato, 'Beam current and charge measurements', Beam Instrumentation, CERN-PE-ED 001-92, 1992
- [47] J.Durand, 'Transmission et simulation des signaux de pick-ups électrostatiques large bande au PS', CERN, PS/PSR/Note 83-7, 1983
- [48] X.Wang, 'Ultrafast, high precision gated integrator', Beam Instrumentation Workshop, Vancouver, Canada, 1994

-
- [49] D.W.Peterson, 'An overview of high input impedance buffer amplifiers for wide bandwidth signals', Beam Instrumentation Workshop, Vancouver, Canada, 1994
 - [50] J.Petter, J.Marriner and J.McCarthy, 'Transverse beam dampers for the FNAL antiproton rings', IEEE, PAC, New York, 1987
 - [51] E.Durand, Electrostatique, Problèmes généraux conducteurs, Tome II, Masson
 - [52] Classical Electrodynamics, Boundary-value problems in electrostatics : I
 - [53] Mason and Weaver, 'The electromagnetic field', University of Chicago Press
 - [54] Fournet, 'Electrostatique', Cours ESE 1968
 - [55] A.Sommerfield, 'Electrodynamics', Lectures on theoretical physics, Vol III, Academic press
 - [56] D.Boussard and L.Burnod, 'Choix du type de détecteur de position pour le SPS', Lab.II-CO/BM 72-6 (June 1972)
 - [57] A.Hofmann, 'Electromagnetic fields used for beam observation', Beam Instrumentation, CERN-PE-ED 001-92, 1992
 - [58] P.Strehl et al., 'The phase probe measuring system at the Unilac', GSI 79-13, Internal Report.
 - [59] J.Max, 'Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques', Tomes 2, Masson, 1987
 - [60] Paratte Pierre-André, 'Systèmes de mesure', (Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique 17), Dunod, 1986.
 - [61] Hewlett Packard, '2-18GHz ultra low noise pseudomorphic HEMT', Technical data ATF-36077
 - [62] Mini-Circuits, 'Very high dynamic range frequency mixers', SRA-1H, Level (+17dbm LO, up to +10dbm RF), Notes techniques
 - [63] Analog Devices, '500MHz Four-quadrant multiplier', AD 834, Notes techniques
 - [64] BURR-BROWN, 'Very high accuracy instrumentation amplifier', INA101, Notes techniques

Étude et développement d'un dispositif non interceptif de mesure d'intensité du faisceau du GANIL de haute résolution ($<1\text{nA}$) et de haute précision ($<1\%$)

Résumé

La mesure de l'intensité du faisceau du GANIL (Grand Accélérateur National d'Ions Lourds, Caen) est un moyen de régler et surveiller l'accélérateur. Tout le long des lignes de transport du faisceau d'ions, l'intensité est continûment mesurée à l'aide de transformateurs d'intensité basse fréquence. Bien qu'optimisées, les performances ne sont pas satisfaisantes pour déterminer avec précision les rendements de l'accélérateur. Une étude préliminaire a permis de montrer que les seuls capteurs envisageables au GANIL sont des capteurs sensibles au champ magnétique (transformateur d'intensité) et au champ électrique (sonde capacitive). L'étude théorique cherchant à connaître la tension de sortie de ces deux types de capteurs en fonction des caractéristiques du faisceau (intensité, forme, vitesse...) permet de définir un traitement du signal qui répond aux spécifications visées. Pour chaque dispositif, ces calculs sont validés expérimentalement. Par ailleurs, le problème d'étalonnage de la mesure en ligne ou hors ligne a été soulevé. Une optimisation de la chaîne de mesure est présentée en fonction des spécificités visées. Les différents tests ont permis de dégager les réelles caractéristiques de la mesure d'intensité et de choisir un dispositif approprié.

Mots clés

Mesures électriques
Détection du signal

Démodulation
Compatibilité électromagnétique

Study and development of a GANIL beam intensity measurement system with high resolution ($<1\text{nA}$) and with high accuracy ($<1\%$)

Abstract

The GANIL beam intensity measurement system enables tuning and control of the accelerator system. All along the ion beam transport line, the intensity is measured continuously with low frequency current transformers. The performance as optimized today is not satisfactory to precisely determine the accelerator efficiency on-line. A first study showed that the only sensors usable at GANIL are sensors sensitive to magnetic field (current transformers) and to electric field (capacitive probes). The theoretical study searched to predict the output of these types of sensors and enabled to define a signal treatment which corresponds to the specifications. For every sensor, this calculation is validated experimentally. Moreover this study raised the problem of calibration. The different tests completed allowed a definition of the real characteristics of the current measurements and a choice of the appropriate system.